



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIOENGINEERING

**EVALUAČNÍ PLATFORMA S INTEGROVANÝMI OBVODY
PRO ŘÍZENÍ LED SVĚTLOMETŮ**

LED DRIVER EVALUATION KIT FOR AUTOMOTIVE FRONT-LIGHTING

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Jindřich Večeřa

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Jiří Dřínovský, Ph.D.

BRNO 2020

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Elektronika a sdělovací technika**

Ústav radioelektroniky

Student: Bc. Jindřich Večeřa

ID: 170382

Ročník: 2

Akademický rok: 2019/20

NÁZEV TÉMATU:

Evaluační platforma s integrovanými obvody pro řízení LED světlometů

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Podrobně se seznámte s integrovaným obvodem NCV78934 pro řízení předních světlometů od firmy ON Semiconductor v automobilovém průmyslu. Zaměřte se zejména na systémovou architekturu a metodu regulace proudu snižujícího měniče pro napájení sériově řazených LED. Navrhněte základní obvodové zapojení řídicího obvodu světlometů NCV78934 porovnejte s předchozími generacemi obvodů pro řízení LED světlometů (NCV787xx, NCV78825) a pokuste se navrhnout případné vylepšení.

Navržené zařízení realizujte. Ověřte funkčnost obvodu NCV78934 vhodným měřením jednotlivých parametrů. Zaměřte se zejména na přesnost regulace střední hodnoty proudu v celém rozsahu operačních podmínek. Dále ověřte správnou činnost obvodu v různých konfiguracích zapojení.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] ON SEMICONDUCTOR. NCV78934 High Efficiency 2 A Buck Triple LED Driver with Integrated High Side Switch and Current Sensing for Automotive Front Lighting [online] <<https://www.st.com/resource/en/datasheet/1991d21.pdf>>

[2] ON SEMICONDUCTOR. NCV78964 Power Ballast and Dual LED Driver for Automotive Front Lighting [online] <<https://www.onsemi.com/pub/Collateral/NCV78663-D.PDF>>

Termín zadání: 3.2.2020

Termín odevzdání: 28.5.2020

Vedoucí práce: Ing. Jiří Dřínovský, Ph.D.

Konzultant: Ing. Jiří Daniel

prof. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Tato práce se zabývá návrhem evaluační platformy pro integrovaný obvod NCV78934, který je určený k řízení LED světlometů v automobilovém průmyslu. Obsahem je také zpracování potřebné teorie týkající se řízení proudu snižujícího měniče, návrh celého zapojení, realizace DPS, vytvoření potřebného softwaru, měření a testování vytvořených zařízení.

KLÍČOVÁ SLOVA

LED, DC/DC měnič, řízení proudu, proudový zdroj, přední světlomet, automobilový průmysl

ABSTRACT

This thesis deals with design of evaluation platform for integrated circuit NCV78934, which is designed to control LED headlights in automotive industry. The theory concerning the current regulation of buck converter, schematic design, PCB design and software design are also included in the thesis. Finally the measured data and testing procedures of the designed evaluation platform are discussed.

KEYWORDS

LED, DC/DC converter, current regulation, current source, headlamp, automotive

VEČEŘA, Jindřich. *Evaluační platforma s integrovanými obvody pro řízení LED světlometů*. Brno, 2020, 72 s. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky. Vedoucí práce: Ing. Jiří Dřinovský, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Evaluační platforma s integrovanými obvody pro řízení LED světlometů“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno

.....

podpis autora

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval technickému vedoucímu diplomové práce panu Ing. Jiřímu Danielovi za odborné rady, ochotu, trpělivost a výborné vedení celé práce. Děkuji také Ing. Jiřímu Matouškovi za pomoc a odborné rady. Dále bych chtěl poděkovat vedoucímu diplomové práce Ing. Jiřímu Dřinovskému, Ph.D. za odborné rady a zaštitění celé diplomové práce. Děkuji i rodině a blízkým, kteří mě během celého studia velice podporovali.

Obsah

Úvod	11
1 Řízení LED světel v automobilovém průmyslu	12
1.1 Topologie zapojení LED	13
1.1.1 Paralelní řazení LED	13
1.1.2 Sériové řazení LED	13
1.2 Aplikace předních LED světlometů	15
1.2.1 Jednokanálové řídicí obvody	15
1.2.2 Vícekanálové řídicí obvody	15
1.2.3 Vize do budoucna	16
1.3 Generace DC/DC měničů	18
1.3.1 1. generace	18
1.3.2 2. generace	18
1.3.3 3. generace	19
1.3.4 3,5. generace	20
1.3.5 4. generace	21
2 Principy řízení DC/DC měničů	24
2.1 DC/DC měniče	24
2.1.1 Snižující měnič	25
2.1.2 Zvyšující měnič	25
2.2 Princip řízení snižujícího měniče	27
2.2.1 Řízení středního proudu	28
2.2.2 Časový komparátor	30
2.2.3 Kompenzace zpoždění	30
2.2.4 Blok řízení t_{off} času	31
2.3 Princip řízení zvyšujícího měniče	33
2.3.1 RHPZ	34
2.3.2 Sub-harmonické oscilace	35
2.3.3 Kompenzační síť	35
3 Návrh a realizace evaluační platformy	38
3.1 Návrh modulu s NCV78934	39
3.2 Návrh modulu s NCV78964	42
3.3 Návrh modulu s TPS92520	43

4	Evaluační měření NCV78934	47
4.1	Měření proudu	48
4.1.1	Měření linearity špičkového proudu	48
4.1.2	Měření linearity středního proudu	49
4.1.3	Měření absolutní přesnosti středního proudu	49
4.2	Měření účinnosti	53
4.3	Měření konstanty $t_{off} \cdot V_{COIL}$	57
4.4	Doplňková měření	57
4.4.1	Test s pixel kontrolérem	58
4.4.2	Minimální čas t_{on}	58
	Závěr	60
	Literatura	62
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	64
	Seznam příloh	65
A	Schémata	66
B	Návrh DPS	69
B.1	NCV78934	69
B.2	TPS92520	71

Seznam obrázků

1.1	Paralelní řazení LED	14
1.2	Sériové řazení LED	14
1.3	Schéma použití jednokanálového řídicího modulu	15
1.4	Schéma použití vícekanálového řídicího modulu	16
1.5	Předpokládaný vývoj zastoupení LED světlometů	17
1.6	Adaptivní přední světlomety	17
1.7	Architektury zapojení NCV78702 a NCV78703	20
1.8	Základní zapojení NCV78825	20
1.9	Základní zapojení NCV78934	22
1.10	Základní zapojení NCV78964	23
2.1	DC/DC měnič, základní blokové schéma	24
2.2	DC/DC snižující měnič, základní schéma	25
2.3	Průběhy napětí a proudů snižujícího měniče v režimu spojitých proudů	26
2.4	DC/DC zvyšující měnič, základní schéma	26
2.5	Průběhy napětí a proudů zvyšujícího měniče	27
2.6	Průběh proudu na horním spínacím tranzistoru M_{SW} a cívice L.	29
2.7	Blokový diagram regulace středního proudu	30
2.8	Schéma časového komparátoru	31
2.9	Průběh proudu horním spínacím tranzistorem a kompenzace zpoždění spínání	32
2.10	Schéma řízení t_{off} času	32
2.11	Diagram regulační smyčky zvyšujícího měniče	33
2.12	Vliv RHPZ na výstupní napětí	34
2.13	Vliv SHO na proud cívkou	35
2.14	Kompenzace výkonové části	36
2.15	Frekvenční charakteristika výkonové části	36
2.16	Fázová bezpečnost a bezpečnost zesílení.	37
3.1	Základní deska evaluačního kitu	38
3.2	Připojení signálů vstupního a výstupního konektoru	39
3.3	EEPROM paměť	40
3.4	Schéma snižujícího měniče	41
3.5	Návrh DPS NCV78934 ve 3D	41
3.6	Schéma snižujícího měniče u NCV78964	42
3.7	Schéma zvyšujícího měniče u NCV78964	43
3.8	Schéma snižujícího měniče TPS92520.	44
3.9	Návrh DPS modulu TPS92520 ve 3D - horní strana.	45
3.10	Návrh DPS modulu TPS92520 ve 3D - spodní strana.	46

3.11	Grafické prostředí pro ovládání TPS92520.	46
4.1	Grafické prostředí NCV78934.	47
4.2	Proud „Ipeak“; manuální režim; $V_{IN}=25\text{ V}$; 25°C	49
4.3	Proud „Iavg“; automatický režim; $V_{IN} = 25\text{ V}$; 25°C	50
4.4	Graf relativní chyby řízení proudu.	52
4.5	Závislost rozdílů výkonových ztrát asynchronního a synchronního řešení na proudu LED.	54
4.6	Graf účinnosti NCV78934 a TPS92520.	54
4.7	Graf účinnosti NCV78934 a TPS92520 - ztráty diody nahrazeny ztrátami tranzistoru.	55
4.8	Porovnání náběžných hran horního spínacího tranzistoru.	56
4.9	Závislost $t_{off} \cdot V_{COIL}$ na V_{LED} ; 25°C	58
4.10	Reakce proudu na skokovou změna V_{LED}	59
4.11	Minimální doba t_{on}	59

Seznam tabulek

4.1	Smyčka pro měření špičkového proudu	48
4.2	Maximální proud v daném proudovém rozsahu	50
4.3	Operační podmínky pro měření přesnosti středního proudu	52
4.4	Operační podmínky pro měření účinnosti	53
4.5	Rozdíl v účinnosti NCV78934 způsobený většími spínacími ztrátami ($I_{LED}=1$ A).	56
4.6	Smyčka pro měření konstanty $t_{off} \cdot V_{COIL}$	57

Úvod

Cílem této práce je vytvořit evaluační platformu s integrovaným obvodem pro řízení LED světlometů. Konkrétně se jedná o integrovaný obvod NCV78934 od firmy ON SEMICONDUCTOR. Také je vytvořen modul pro integrovaný obvod konkurenční firmy, který slouží k porovnání klíčových vlastností. V práci je nad požadavky zadání rozpracován schématický návrh modulu NCV78964, který nebyl v době vypracování této práce ještě plně nadefinován. Evaluační platforma obsahuje DPS (deska plošného spoje) a software pro řízení z PC. Tyto DPS a software jsou kompatibilní s již zavedenou univerzální platformou, do které lze připojit stávající moduly s integrovanými obvody pro řízení LED světlometů. Tato platforma je určena k prezentování, měření a testování funkčnosti zadaných integrovaných obvodů.

Tento dokument je řazen do několika částí. První část je věnována obecné problematice řízení LED světél v automobilovém průmyslu. Jsou zde zmíněny předchozí generace integrovaných obvodů firmy ON SEMICONDUCTOR pro řízení LED světlometů v porovnání se zadaným obvodem. Podrobně je také popsána metoda řízení proudu. Následuje popis základního obvodového zapojení zadaných integrovaných obvodů. V další části je popsán návrh samotných DPS (deska plošného spoje). V poslední části je pojednáno o provedených měřeních, kde hlavním z nich je zjištění přesnosti regulace proudu snižujícího měniče a porovnání účinnosti asynchronního a synchronního usměrnění.

1 Řízení LED světel v automobilovém průmyslu

Poslední dobou se LED osvětlení stává velice populární v automobilovém průmyslu. V předních světlometech jsou momentálně nejvíce používány halogenové žárovky, ale časté jsou i xenonové. Použití LED světel přináší mnoho možností i výhod. Výhody jsou jak na straně výrobců, tak i na straně zákazníků. LED osvětlení je aplikováno například v předních světlometech, zadních světlech, indikátorech změny směru a nedílnou součástí výbavy vozu je také osvětlení interiéru. Mezi výhody LED osvětlení patří především univerzálnost použití, životnost a také řízení jasu v plném rozsahu. Velkou motivací pro aplikaci LED světlometů je účinnost systému, design a možnost implementace různých dynamických efektů. Výrobci nejsou limitováni tvary či počtem světelných zdrojů, tudíž se LED osvětlení automobilu stává jedním z hlavních designových prvků. Tato práce je zaměřena na řídicí obvody používané zejména v předních světlometech [1].

Po rozmachu LED osvětlení v automobilovém průmyslu vznikalo a vzniká více různých typů předních světlometů. První otázkou je, zda má být světlomet kompatibilní s LED i s žárovkou. Když výrobce nahradí jednu žárovku LED světlem, může světlomet prohlásit za „LED světlomet“. Pokud je světlomet tvořen pouze LED, je to „FULL LED světlomet“. Dále existuje možnost vytvořit řídicí elektroniku pouze pro specifický světlomet. Možné jsou také požadavky na univerzální modul, který se může implementovat do více různých typů světlometů. Reálná a velmi častá možnost je také kombinace LED světel s žárovkou. U některých světlometů bývá denní svícení zajištěno LED a hlavní potkávací a dálkové světlomety jsou implementovány v aplikaci s halogenovou žárovkou. Důležitým parametrem je také funkčnost. Pokud jsou požadovány adaptivní přední světlomety nebo animované indikátory směru jízdy, je nutné použít složitější řídicí obvody. Neméně důležitý je i design. Z hlediska designu automobilu jsou v dnešní době moderní tenké linky LED. V takovém případě je vhodné použít obvody, které dokáží řídit LED řetězce o vysokém úbytku napětí [2].

Moderní LED světlomety disponují systémem, který obsahuje nejen zdroj světla, ale také řízení, různé senzory, krokové motorky a obvody, které slouží ke směřování a řízení intenzity světelného toku. Pro řízení LED se nejčastěji používají proudové zdroje. Světelný tok protékající světelnou diodou je totiž úměrný proudu, který jí protéká. Proudové řízení LED je také výhodnější z hlediska teplotní závislosti úbytku napětí na diodě. Při rozdílné teplotě se úbytek napětí na světelné diodě mění. Při použití napěťového zdroje by se tedy proud LED měnil s teplotou, což je nežádoucí. Pro napájení výkonových světelných diod jsou z důvodu účinnosti používány

DC/DC měniče. Výkonové LED se používají převážně v předních světlometech. U zadních světlometů se často využívá lineárních zdrojů pro jejich levnější pořízovací cenu a celkovou jednoduchost systému. U zadního osvětlení automobilu nepotřebujeme vysoký výkon, tudíž ztráty jsou zanedbatelné. Důležitým faktorem pro návrh DC/DC měniče je schopnost rychle měnit výstupní napětí. Rychlá změna napětí na výstupu je žádaná u adaptivních předních světlometů. U těchto světlometů je potřebné při napájení sériově řazených světelných diod řídit v určitém okamžiku různý počet LED v řetězci. Tuto funkci zprostředkovávají pixel kontroléry, které se používají společně s DC/DC měniči. Osvětlení automobilu je velmi důležitou částí návrhu a konstrukce celého vozu, protože má mimo jiné obrovský vliv na bezpečnost všech účastníků provozu. Pokud je automobil dobře osvětlen, řidič vidí případné překážky a zároveň je za nepříznivých světelných podmínek sám dobře vidět [2].

1.1 Topologie zapojení LED

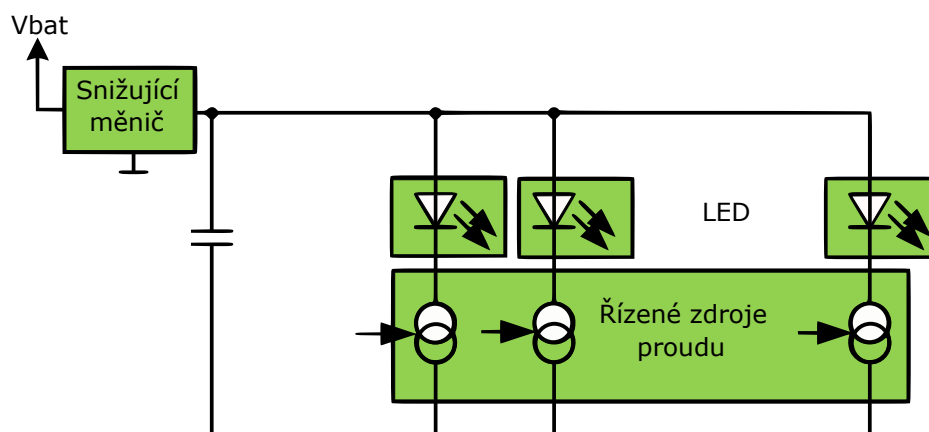
Při návrhu LED osvětlení pro automobily mohou být zvolena různá řešení a topologie. V problematice řazení LED jsou možná dvě základní řešení: paralelní řazení LED nebo sériové řazení LED. Obě možnosti mají své výhody i nevýhody. Ze zkušeností z praxe existují i doporučená pravidla pro výběr daného řazení LED.

1.1.1 Paralelní řazení LED

Prvním způsobem, jak řadit LED je paralelní řazení. Toto řazení je zobrazeno na obrázku 1.1. Na základním schématu je vidět snižující měnič, který je napájen z akumulátoru. Dále následují paralelní větve, které obsahují LED a zdroje proudu. Tento způsob je vhodný pro malé proudy s ohledem na nízkou cenu celého řešení. Při tomto návrhu je nutné dbát na velikost výstupního napětí snižujícího měniče, aby se minimalizovaly výkonové ztráty proudových zdrojů. Tyto ztráty jsou způsobené rozdílným napětím mezi LED a výstupním napětím snižujícího měniče. Výkonové ztráty mají negativní vliv na účinnost systému a velikost chladiče. Výhodou tohoto způsobu je, že je možné řídit proud jednotlivými LED a tím i řídit jas každé z nich. Toto řešení se v praxi nejčastěji používá pro proudy menší než 100 mA [1].

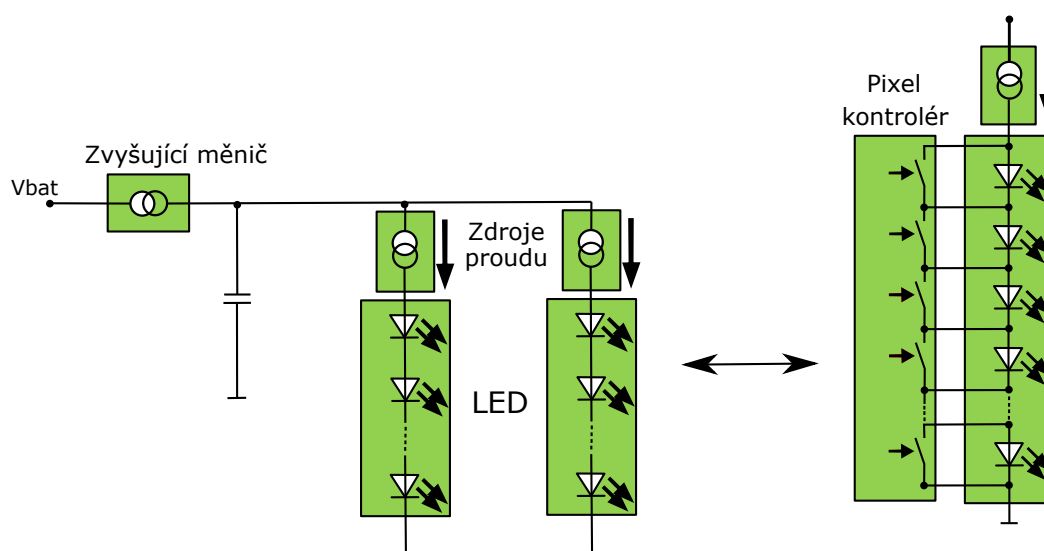
1.1.2 Sériové řazení LED

Sériové řazení LED se používá převážně pro větší proudy. Toto zapojení je znázorněno na obrázku 1.2. Výhodou tohoto řazení LED je větší účinnost systému než



Obr. 1.1: Paralelní řazení LED. [2]

u paralelního řazení. Společné napětí pro všechny LED řetězce nemá v ideálním případě vliv na účinnost, tudíž je možné použít řetězce LED o různých napěťových úbytcích. Jako zdroj proudu pro každý LED řetězec se používá spínaný zdroj proudu. Spínaný zdroj má větší účinnost, takže není třeba velkého chlazení. Tento zdroj proudu je kompatibilní i s pixel kontrolérem, který může zkratovat jednotlivé LED v řetězci. Díky použití pixel kontroléru se může zvolit, které LED v řetězci budou svítit nebo se mohou pomocí PWM (pulzně šířková modulace) i stmívat. Sériové řazení LED se v praxi používá převážně v případech, kdy je proud větší než 300 mA. Mezi použitím paralelního a sériového řazení LED není dána pevná hranice. V mnoha případech je řešení diskutabilní a záleží na okolnostech dané aplikace [2].

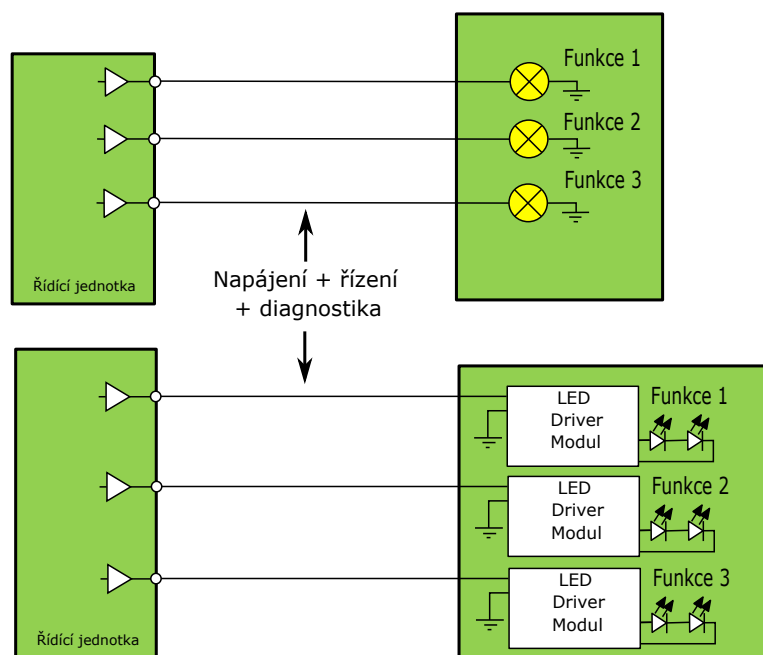


Obr. 1.2: Sériové řazení LED. [2]

1.2 Aplikace předních LED světlometů

1.2.1 Jednakanálové řídicí obvody

Pokud se požaduje aplikace s žárovkou i LED, tak je vhodné použít jednakanálové řídicí obvody. Hodně výrobců využívá univerzálnost světlometu, kde může nabízet světlomet s halogenovými žárovkami, „LED“ světlomet nebo „FULL LED“ světlomet. Daný model světlometu se potom liší pouze ve zdroji světla. Obrázek 1.3 znázorňuje jednoduché schéma těchto aplikací. Na obrázku 1.3 lze vidět, že namísto žárovek jsou implementovány jednakanálové řídicí obvody s LED na výstupu. Každý zdroj světla má svoji funkci. Můžou to být například dálková světla, potkávácí světla a mlhovky. Výhodou tohoto řešení je cena, univerzálnost a jednodušší návrh světlometu. Toto řešení se nejčastěji vyskytuje u levnějších modelů automobilů, kde ve standardní výbavě jsou klasické světlometry s žárovkami a v příplatkové výbavě jsou „LED“ nebo „FULL LED“ světlometry.

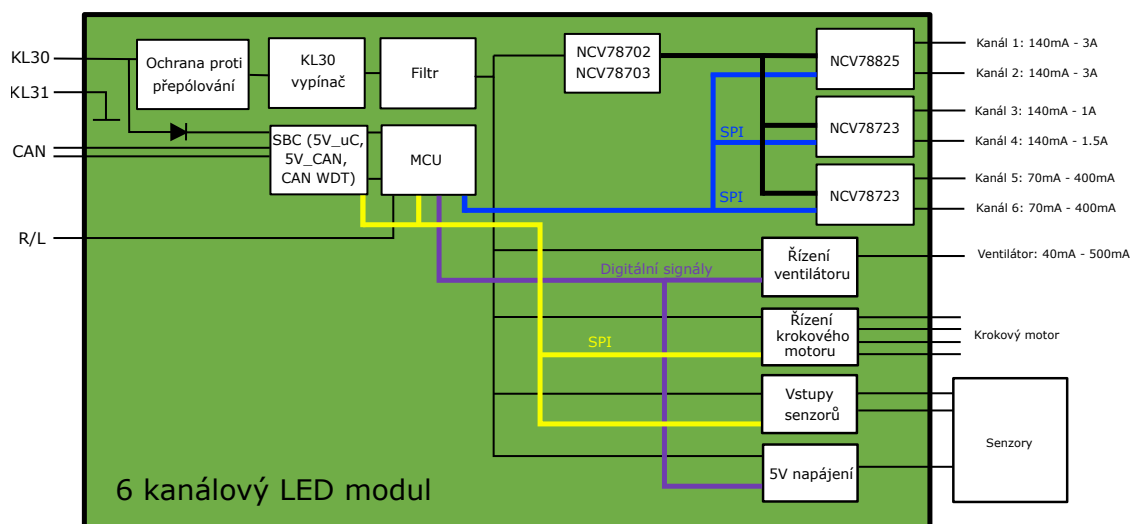


Obr. 1.3: Schéma použití jednakanálového řídicího modulu. [2]

1.2.2 Vícekanálové řídicí obvody

Pro světlometry, které obsahují více LED řetězců, je vhodné použít vícekanálové řídicí obvody. Jedná se o světlometry, které disponují různými funkcemi a složitost

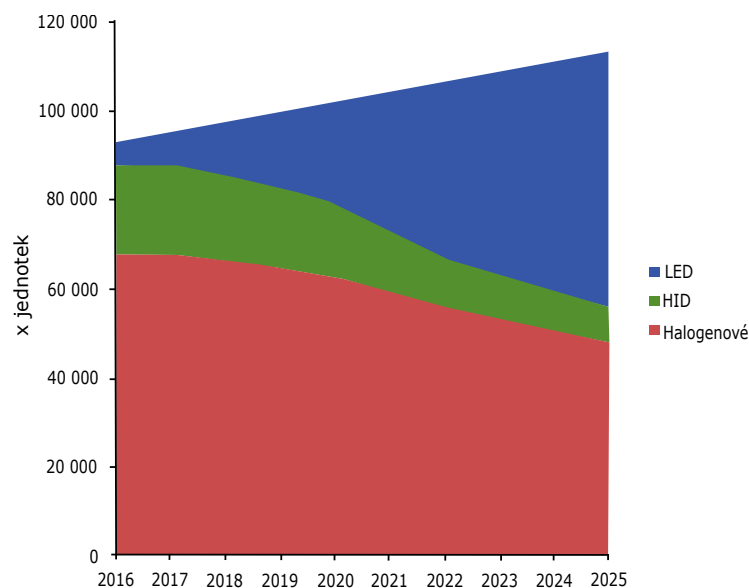
návrhu je tím pádem větší. Na obrázku 1.4 je vidět blokové schéma platformního modulu s vícekanálovým řízením LED. Tento modul obsahuje 6 kanálů pro řízení LED, řízení krokového motorku pro naklánění světlometu, ventilátor pro chlazení modulu, senzory a řídicí mikrokontrolér. Počet kanálů se v aplikacích pohybuje zhruba od 4 do 14 kanálů. Nejčastější jsou 6 kanálové systémy. Tyto kanály slouží například jako potkávací světlo, dálkové světlo, mlhovka, indikátor změny směru a denní svícení. Modul je připojen na autobaterii a komunikuje s hlavní řídicí jednotkou pomocí CAN nebo LIN. Komunikace uvnitř modulu je zprostředkována využitím SPI.



Obr. 1.4: Schéma použití vícekanálového řídicího modulu. [2]

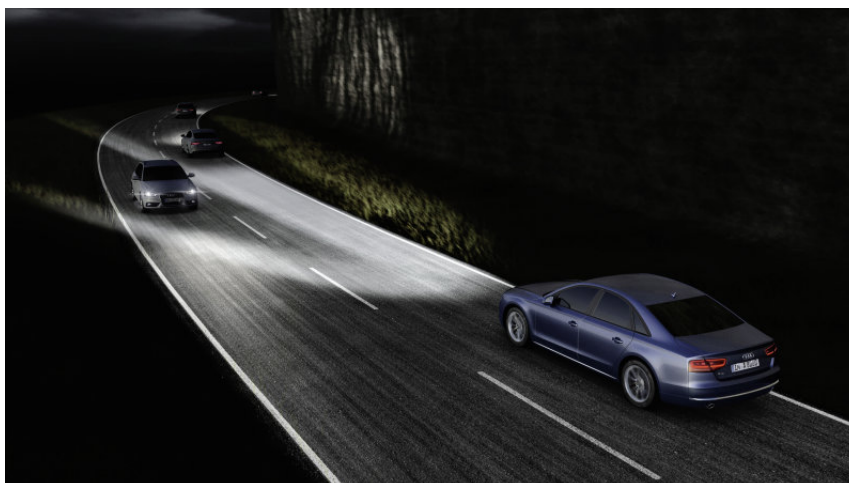
1.2.3 Vize do budoucna

Přední LED světlomety představují pro účastníky provozu i výrobce mnoho výhod. I proto se jejich počet neustále zvyšuje. Na obrázku 1.5 je znázorněn graf zvyšující se produkce LED světlometů oproti xenonovým (HID) a halogenovým. Jedná se jak o obyčejné přední „LED“ nebo „FULL LED“ světlomety, tak i o speciální aplikace adaptivních předních světlometů. U automobilů se nejedná pouze o funkčnost, ale i o design. LED osvětlení automobilu otevřelo nové možnosti ve vzhledu vozu. Existují návrhy s tenkými elegantními linkami nebo třeba s dynamickými světelnými efekty. V současnosti se však přední světlomety neprezentují tak, jak by se mohly. Design světlometu není třeba propagovat, ten je vidět na první pohled. Potřebná propagace je naopak u funkčnosti. Vývoj předních světlometů prošel za poslední dobu velikou inovací. Adaptivní přední světlomety, které mají automatická



Obr. 1.5: Předpokládaný vývoj zastoupení LED světlometů. [2]

dálková světla, co neoslňují ostatní automobily, patří k největším inovacím za poslední století v oblasti osvětlení vozu. Propagace však není v současné době příliš velká a zákazník nemá možnost si v mnoha případech vyzkoušet přidanou hodnotou LED světlometů. Vzhledem k tomu, že se většina zkušebních jízd koná za denního světla, nemají zákazníci možnost zjistit opravdové výhody těchto světlometů přímo v praxi. Nejde tu pouze o pohodlí, ale také o bezpečnost. Účastník provozu se nemusí soustředit na manuální přepínání dálkových a potkávacích světel a zároveň má maximálně osvětlenou vozovku s ohledem na okolní podmínky [3].



Obr. 1.6: Adaptivní přední světlomety. [2]

1.3 Generace DC/DC měničů

Firma ON SEMICONDUCTOR vyvíjí integrované obvody pro řízení LED v automobilovém průmyslu již mnoho let. Řídící obvody pro speciální aplikace předních světlometů se dělí do několika generací. Nejnovější je 4. generace, která je momentálně ve vývoji. Pro lepší porozumění vývoje, trendů a technologických možností v tomto odvětví je důležité znát starší integrované obvody. Všechny integrované obvody zmíněné v těchto následujících generacích jsou určeny pro složitější aplikace s nutností spínání a stmívání LED řetězců, které využívají adaptivní přední světlomety. Aplikace těchto světlometů se v dnešní době používá u dražších modelů automobilů nebo je nabízena jako součást příplatkové výbavy [2].

1.3.1 1. generace

V první generaci měničů firmy ON SEMICONDUCTOR je integrovaný obvod NCV78663, který je vhodný pro řízení předních světlometů v automobilovém průmyslu. Nejčastěji se využívá u dálkových světel, potkávacích světel, indikátorů změny směru, denního svícení, pozičních světel a mlhovek. Tento obvod obsahuje jednofázový zvyšující měnič a dva nezávislé asynchronní snižující měniče. Maximální úbytek LED řetězce na výstupu je 60 V a výstupní proud je maximálně 1,2 A. Maximální úbytek na LED bývá většinou 60 V. Je to z důvodu toho, aby se jednalo o malé bezpečné napětí. Při vyšším napětí by byla nutná opatření a různé další dodatečné certifikáty. Dalším omezením v tomto ohledu je i technologie, která je u těchto integrovaných obvodů použita. Hlavními výhodami je minimalizace počtu externích součástek, řízení středního proudu, vysoká účinnost a možnost diagnostiky prostřednictvím komunikace SPI. Externí mikrokontrolér není nutný, ale je vhodný pro složitější funkcionalitu. Základní diagnostika je možná i bez externího mikrokontroléru. V integrovaném obvodu je také implementováno PWM stmívání až do frekvence 2 kHz, měření napětí LED řetězce a externí řízení zapnutí snižujícího měniče (pomocí LEDCTRL pinu) [2].

1.3.2 2. generace

Součástí druhé generace je integrovaný obvod NCV78763. Stejně jako u 1. generace se jedná o jednofázový zvyšující a dvoukanálový asynchronní snižující měnič. Funkčností i topologií je podobný 1. generaci. Maximální střední proud je až 1,6 A a maximální špičkový proud je až 1,9 A. Výhodou oproti předchozí generaci je také

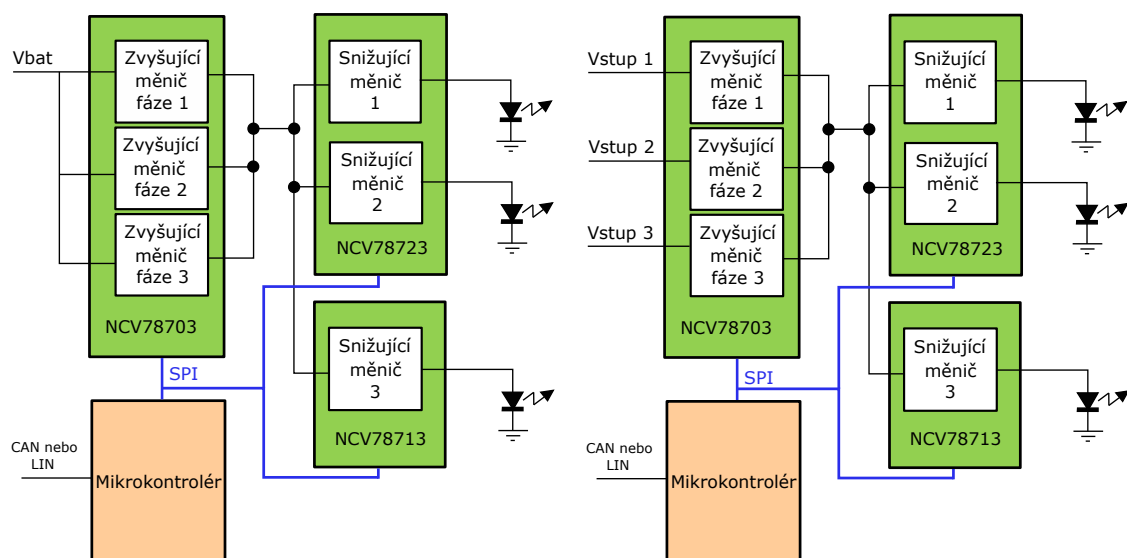
možnost stmívání LED pomocí PWM s větším rozlišením, které je generováno řídicím mikrokontrolérem. Tento integrovaný obvod je nutné řídit externím mikrokontrolérem. Komunikaci s mikrokontrolérem zprostředkovává SPI komunikace zabezpečená kontrolním součtem [2].

1.3.3 3. generace

Součástí 3. generace jsou NCV78702, NCV78703, NCV78723 a NCV78713. V této generaci bylo řízení snižujícího a zvyšujícího měniče rozděleno do různých integrovaných obvodů. Výhodou tohoto rozdělení je lepší variabilita při vytváření vícekanálových systémů, kdy lze volitelně kombinovat počet fází zvyšujícího měniče dle výkonových nároků celého systému a také optimalizovat počet kanálů snižujících měničů. Častou aplikací je totiž řízení několika LED řetězců pomocí snižujícího měniče, jehož vstupy jsou napájeny z jednoho výstupu zvyšujícího měniče. Obvody NCV78702 a NCV78703 jsou určeny k řízení zvyšujícího měniče. Integrovaný obvod NCV78702 je dvoufázový a NCV78703 třífázový. Podle aplikace může být zvolena kombinace řídicích obvodů tak, aby to bylo pro danou aplikaci nejvýhodnější. Řízení snižujících měničů 3. generace může být implementováno společně se zvyšujícími měniči 1. a 2. generace. Obvody NCV78702 a NCV78703 pracují ve vícefázovém módu, tudíž výkon na výstupu je větší a zvlnění výstupního proudu menší. Tyto řídicí obvody podporují dvě architektury zapojení, které je možné vidět na obrázku 1.7. První možností (na obrázku 1.7 vlevo) je varianta se společným vstupním napětím V_{bat} . Další možností je řízení pomocí třech nezávislých vstupních napětí (na obrázku 1.7 vpravo).

Tyto rozdělené vstupy lze chápat jako přírodní vodiče ke starším světlometům s halogenovými žárovkami. Mikrokontrolér snímá, jaký vstup je aktivní a podle toho aktivuje daný LED řetězec na výstupu. Snižující měniče jsou napájeny z výstupu zvyšujícího měniče. Při tomto návrhu je však nutné zohlednit proudové dimenzování jednotlivých vstupů a podle toho nastavit výkon dané fáze zvyšujícího měniče.[2].

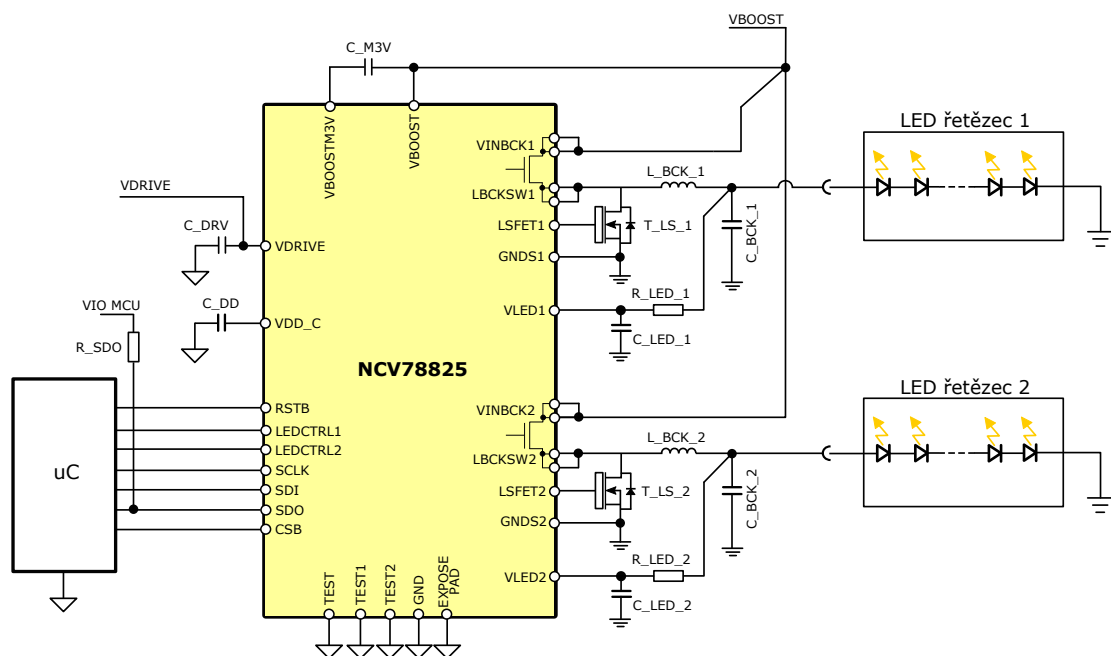
Snižujícími měniči 3. generace jsou integrované obvody NCV78713 a NCV78723. Jedná se o asynchronní řízení jednoho (NCV78713) nebo dvou (NCV78723) samostatných kanálů. U těchto obvodů je implementováno snímání proudu na interním horním spínacím tranzistoru. Maximální střední proud do LED řetězce o úbytku až 60 V je 1,6 A, tudíž stejně jako u druhé generace. Inovací v této generaci je vylepšená možnost použití s pixel kontrolérem. Tento integrovaný obvod dovoluje nulové výstupní napětí snižujícího měniče pro případ, kdy jsou všechny LED v řetězci zkratovány pixel kontrolérem [2].



Obr. 1.7: Architektury zapojení NCV78702 a NCV78703. [2]

1.3.4 3,5. generace

V této generaci se nachází dvoukanálový synchronní snižující měnič NCV78825, který vychází ze třetí generace a je podobný obvodu NCV78723, ale je dimenzován na vyšší proud. Základní schéma je zobrazeno na obrázku 1.8.



Obr. 1.8: Základní zapojení NCV78825. [5]

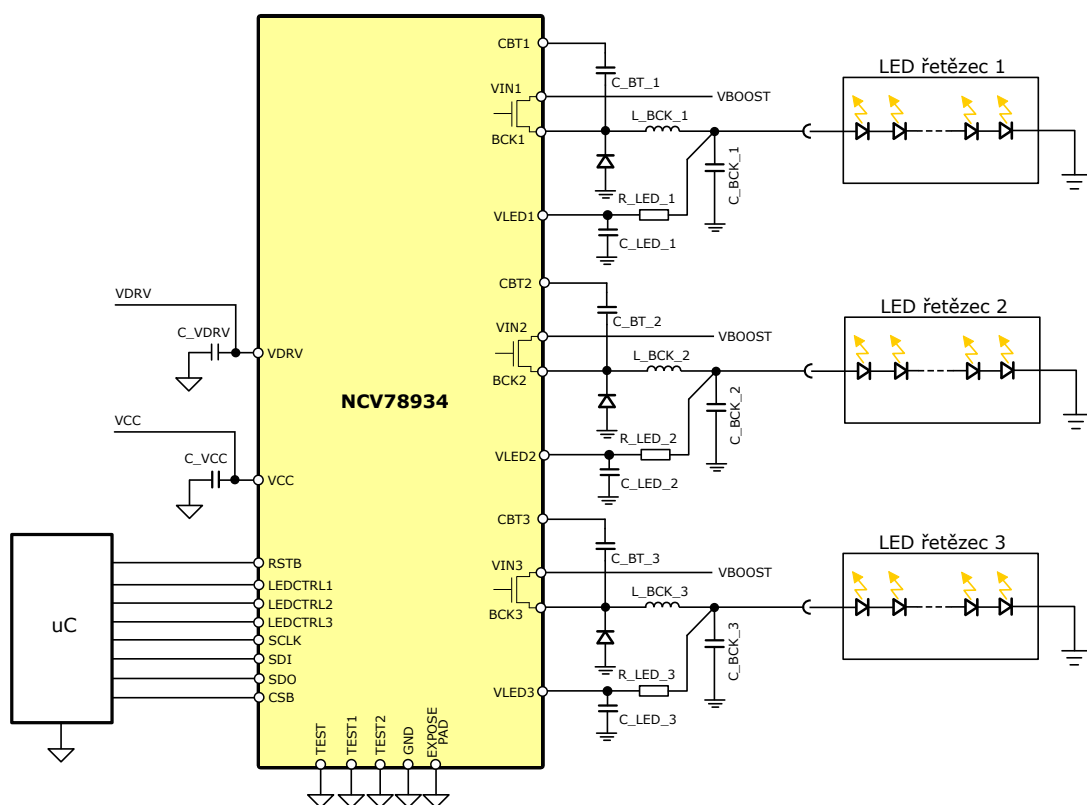
Součástí tohoto integrovaného obvodu je i LDO (regulátor napětí s nízkým úbytkem) pro vytvoření napětí 3,3 V pro VDD z napětí přivedeného na pin VDRIVE. Napětí VDRIVE slouží mimo jiné i k řízení spodního spínacího tranzistoru. Maximální střední proud se oproti předchozí generaci zvýšil na 3 A na kanál. Špičkový proud může být až 3,75 A. Nově je také implementována možnost volby z 5 proudových rozsahů. R_{on} (odpor v sepnutém stavu) horního spínacího tranzistoru se mění s ohledem na zvolený proudový rozsah.

Výhodou této generace je synchronní usměrnění pomocí spodního spínacího tranzistoru. Zvyšuje se tím účinnost zapojení při vyšších proudech, ale na druhou stranu se musí interně tento tranzistor řídit a zajistit, aby horní a spodní spínací tranzistor nebyly nikdy sepnuty současně, což vyžaduje více interní logiky oproti asynchronnímu řešení. Zacíleno je na softwarovou kompatibilitu s NCV78723. Registrová mapa obou integrovaných obvodů je podobná. U novějšího obvodu je registrová mapa pouze rozšířena o některé registry. Stejně jako u předchůdce probíhá snímání proudu interně na horním spínacím tranzistoru, což také snižuje cenu celého řešení [2].

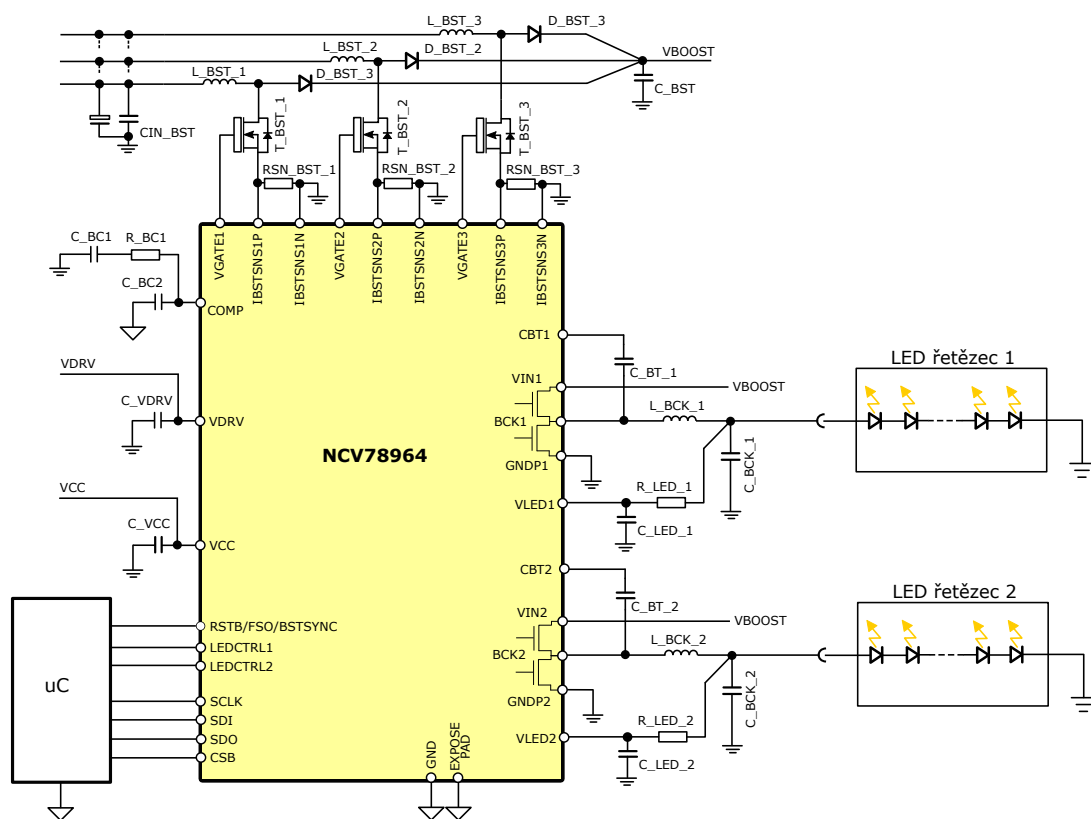
1.3.5 4. generace

Tato generace je nejnovější generace řízení DC/DC měničů. Obsahem této práce je obvod NCV78934, který je momentálně ve vývoji. Integrovaný obvod NCV78934 je tříkanálový snižující měnič. Základní schéma NCV78934 je znázorněno na obrázku 1.9.

NCV78934 je navržen pro řízení 3 kanálů s maximálním výstupním středním proudem 2 A na LED řetězci až 60 V. Každý z kanálů může mít samostatný vstupní zdroj napětí. U tohoto integrovaného obvodu je implementován interní horní spínací tranzistor, na kterém je snímán proud. Stejně jako u předchozích generací je pro správné nastavení proudu nutno vybrat optimální proudový rozsah tj. vhodný R_{on} horního spínacího tranzistoru. U tohoto obvodu je implementována rychlá regulace špičkového proudu, regulace zvlnění a přímá regulace středního proudu. Podrobnější popis této regulace je popsán v sekci 2.2.1. Výběr vhodné cívky je ovlivněn požadovanou velikostí proudu a jeho zvlněním. Fyzické rozměry cívky lze snížit provozem snižujícího měniče na vysoké pracovní frekvenci, což má vliv na cenu konečné aplikace, ale zároveň zvyšuje požadavky na chlazení i potlačení případného rušení. NCV78934 disponuje také komunikací SPI. Oproti předchozím generacím došlo k více změnám. SPI rámec byl rozšířen na dvojnásobek (tj. 32 bitů) a k jeho zabezpečení slouží 4 bity CRC. Maximální komunikační rychlost SPI byla zvýšena z 1 MHz na 4 MHz. Pin SDO se změnil z typu „open-drain“ na „push-pull“, proto v základním zapojení není třeba „pull-up“ rezistor na pinu SDO.



Obr. 1.9: Základní zapojení NCV78934. [2]



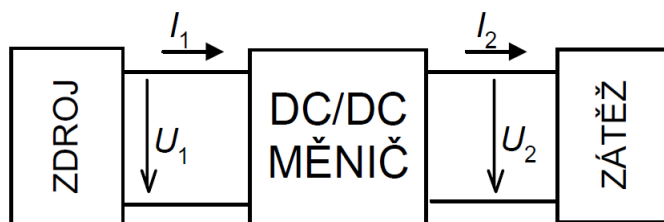
Obr. 1.10: Základní zapojení NCV78964. [2]

2 Principy řízení DC/DC měničů

V této kapitole jsou popsány základní informace o DC/DC měničích obecně. Dále je podrobněji pojednáno o regulaci snižujících a zvyšujících DC/DC měničů od firmy ON SEMICONDUCTOR. K regulaci proudu snižujících měničů se obecně používají různé metody. Jedna z metod využívá snímání maximálního a minimálního proudu v průběhu t_{off} a t_{on} (čas, kdy je tranzistor sepnutý). Další možností je snímat proud na horním a spodním spínacím tranzistoru, což je nevýhodné z hlediska měření proudu na dvou místech. Tato práce je zaměřena především na princip, který je použitý v integrovaném obvodu NCV78934. Tento nový přístup je také porovnán s regulací proudu, která byla použita u předchozí generace integrovaných obvodů NCV787xx a NCV78825. Zvyšující měniče ve všech generacích pracují jako napěťový zdroj. Naopak snižující měniče jsou v režimu proudového zdroje.

2.1 DC/DC měniče

DC/DC měnič je obvod sloužící ke změně vstupního stejnosměrného napětí na stejnosměrné napětí výstupní (obr. 2.1). Existují tři základní typy DC/DC měničů bez transformátoru. Prvním z nich je zvyšující měnič (boost, step-up), snižující měnič (buck, step-down) a invertující měnič (inverting, buck-boost) [6].

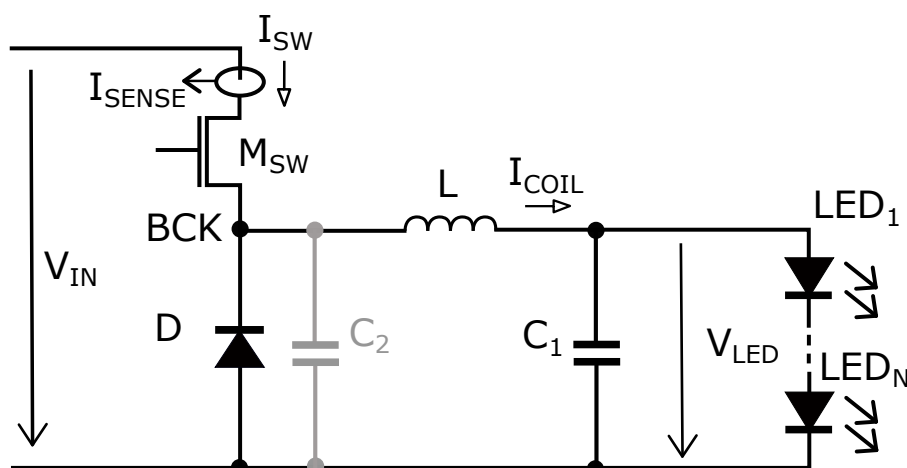


Obr. 2.1: DC/DC měnič, základní blokové schéma. [6]

Hlavní výhodou DC/DC měničů je minimalizace ztrát, které závisí na vlastnostech použitých prvků a na operačních podmínkách. V této práci je popsán snižující a zvyšující DC/DC měnič, jelikož integrovaný obvod NCV78934 slouží k řízení snižujícího měniče a obvod NCV78964 k řízení snižujícího i zvyšujícího měniče. Zátěž DC/DC měniče může být aktivní (motor) nebo pasivní (LED). Níže je popsán pouze měnič se zátěží pasivní, jelikož se to týká obsahu této práce.

2.1.1 Snižující měnič

Základní schéma snižujícího měniče je znázorněno na obrázku 2.2. Jedná se o zapojení s horním spínacím tranzistorem, který spíná vstupní napětí. Je uvažováno, že v sérii s cívkou se nachází odpor R , který odpovídá převážně sériovému odporu cívky.

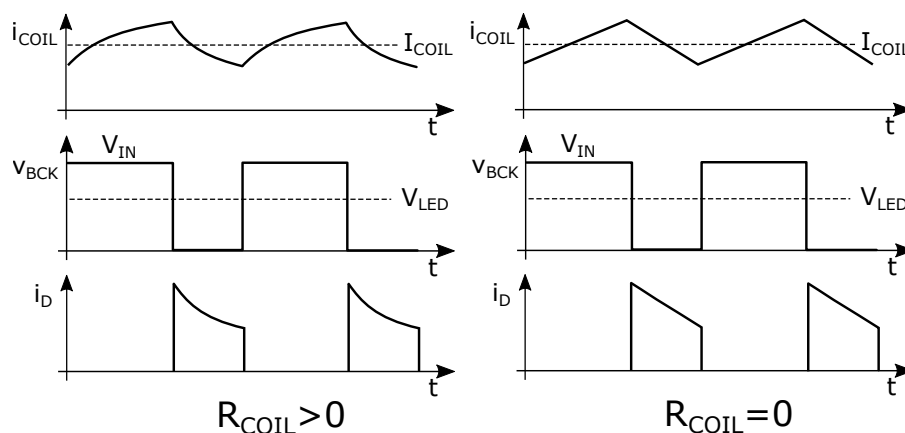


Obr. 2.2: DC/DC snižující měnič, základní schéma. [1]

V době, kdy je tranzistor sepnutý (t_{on}) je obvod napájen ze vstupního zdroje napětí V_{IN} . Toto vstupní napětí je rovno napětí v uzlu BCK. Proud cívkou v této době vzrůstá s časovou konstantou L/R . Během času t_{on} diodou D neteče žádný proud. Po rozepnutí tranzistoru se proud tekoucí cívkou uzavírá přes zátěž v podobě LED řetězce a diodu D . V uzlu BCK je v této chvíli záporné napětí, které odpovídá úbytku na diodě D v propustném směru. Proud cívkou začne klesat exponenciálně s časovou konstantou L/R . Pokud by sériový odpor byl roven nule, tak by bylo klesání a narůstání proudu lineární. Tyto časové průběhy jsou znázorněny na obrázku 2.3, kde je znázorněn výstupní proud (i_{COIL}), napětí v bodě BCK (v_{BCK}) a proud diodou D (i_D).

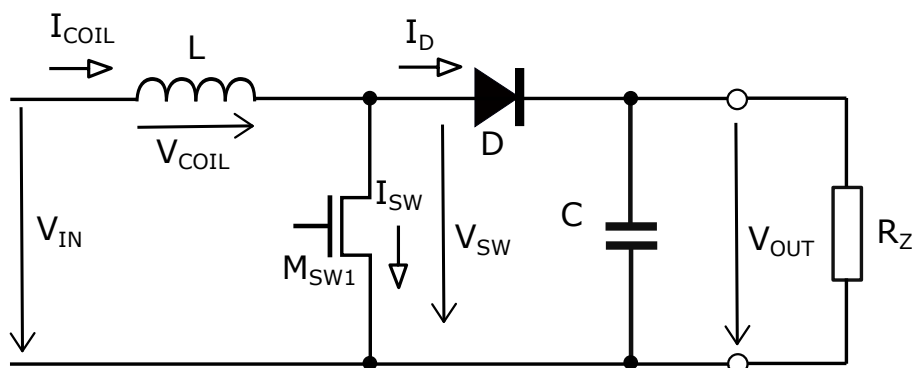
2.1.2 Zvyšující měnič

Základní schéma zvyšujícího měniče můžeme vidět na obrázku 2.4. V tomto případě se jedná o zapojení se spodním spínacím tranzistorem. Účelem tohoto zapojení je ze vstupního stejnosměrného napětí vytvořit vyšší stejnosměrné výstupní napětí.



Obr. 2.3: Průběhy napětí a proudů snižujícího měniče v režimu spojitých proudů. [6]

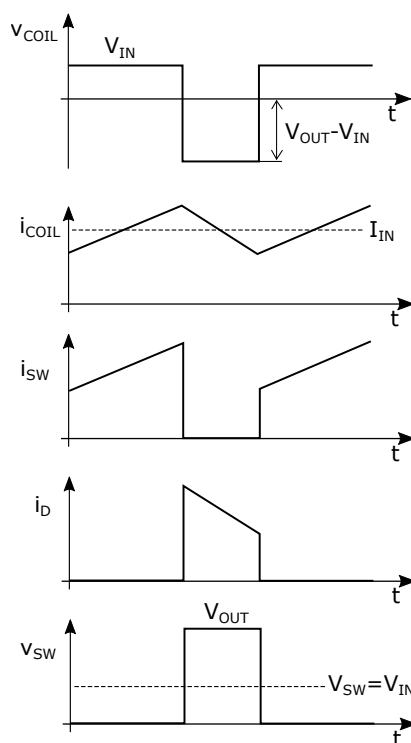
Pro malé zvlnění výstupního napětí je vhodné použít filtrační kondenzátor paralelně k výstupu [6].



Obr. 2.4: DC/DC zvyšující měnič, základní schéma. [6]

Ve výchozím bodě tranzistor není sepnutý. V ustáleném stavu (po několika spínacích periodách) teče cívkou L určitý proud ze zdroje V_{IN} přes diodu do zátěže R_Z . Napětí na cívce L (v_{COIL}) je tedy rovno rozdílu vstupního a výstupního napětí. Toto napětí je záporné, jelikož výstupní napětí (V_{OUT}) je větší než vstupní napětí (V_{IN}). V této fázi proud cívkou L klesá. Sepne-li se tranzistor, vznikne na cívce L kladné napětí rovno vstupnímu napětí V_{IN} a proud touto cívkou roste. Diodou neteče žádný proud, protože je polarizována v závěrném směru. Pro dosažení větší účinnosti může být dioda D nahrazena tranzistorem. Proud teče diodou D nebo u synchronního usměrnění tranzistorem pouze v čase t_{off} . Velká střída spínání nastává, když je velký rozdíl mezi vstupním a výstupním napětím. Při vysoké střídě spínání

měníče, je čas t_{off} krátký, tudíž kladný vliv synchronního usměrnění na účinnost není tak velký.



Obr. 2.5: Průběhy napětí a proudů zvyšujícího měniče. [6]

2.2 Princip řízení snižujícího měniče

V této podkapitole bude popsán princip regulace proudu snižujícího měniče, který se používá u třetí i čtvrté generace snižujících DC/DC měničů. Popsané integrované obvody pracují v režimu proudového zdroje a proud je řízen na základě konstantního zvlnění. Základní zapojení je na obrázku 2.2. Diodu D1 je možné v případě synchronního usměrnění nahradit MOS tranzistorem. Pro dobrou účinnost a velký dynamický rozsah výstupního proudu je možné snímat napětí na horním spínacím výkonovém MOS tranzistoru, který je vidět na obrázku 2.2. V tomto případě není třeba snímacího rezistoru pro snímání proudu. Sníží se tím výkonové ztráty a není třeba osazovat „drahý“ a přesný rezistor.

Obrázek 2.6 značí průběh proudu na horním spínacím tranzistoru a cívce. Proud protéká tranzistorem pouze pokud je tranzistor sepnutý. První špička proudu po sepnutí tranzistoru je způsobena nabíjením paralelních parazitních kapacit C_2 v uzlu BCK. Tyto parazity můžou mít negativní vliv na regulaci středního proudu během

času t_{on} [1]. Pro přesnější regulaci proudu je nutné tuto špičku vymaskovat. Snímání proudu musí začít až po t_{mask} čase. Maskovací čas t_{mask} musí být zvolen tak, aby byl vždy delší než první proudová špička. Při dosažení zadané hodnoty špičkového proudu I_{Peak1} je tranzistor rozepnut. Strmost klesání proudu potom závisí na zadané konstantně $t_{off} \cdot V_{COIL}$. Z této konstanty a výstupního napětí V_{LED} lze poté určit dobu trvání t_{off} . Střední proud je následně vypočítán z rovnice

$$I_{avg} = I_{Peak} - \frac{I_{Rip}}{2}, \quad (2.1)$$

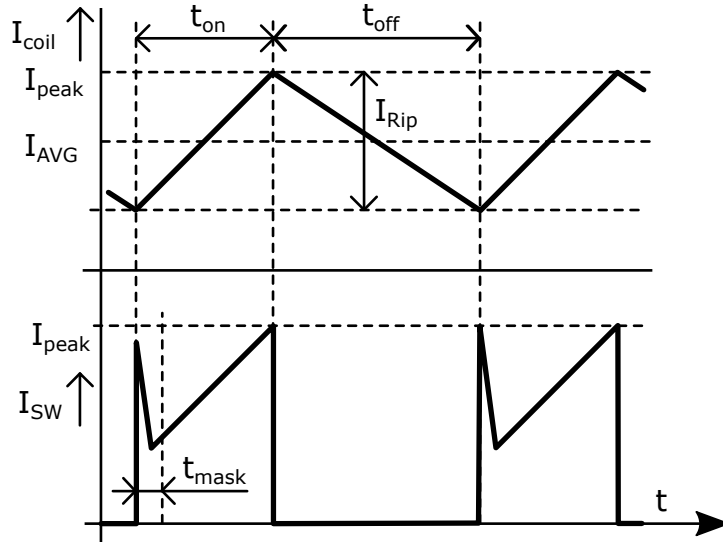
kde I_{Peak} je špičkový proud a I_{Rip} je zvlnění proudu [1]. Zvlnění proudu I_{Rip} je možno vypočítat z rovnice

$$I_{Rip} = \frac{t_{off} \cdot (V_{LED} + V_D)}{L} = \frac{t_{off} \cdot V_{COIL}}{L}, \quad (2.2)$$

kde t_{off} je doba, po kterou je tranzistor rozepnutý, V_{LED} je výstupní napětí na LED, V_D je úbytek napětí na diodě D, V_{COIL} je napětí na cívce L během času t_{off} a L je indukčnost cívky L [1]. U regulace proudu na základě konstantního zvlnění není frekvence snižujícího měniče konstantní, ale mění se v závislosti na vstupním napětí a na napětí V_{LED} . Nevýhodou této metody je, že přesnost zvlnění i středního proudu závisí na stabilitě cívky a t_{off} generátoru. Jestliže se indukčnost cívky mění, nemůžeme poznat, že zvlnění a střední proud jsou správné. Indukčnost cívky se mění s teplotou a protékajícím proudem. Z tohoto důvodu je žádoucí dodatečná kalibrace střední hodnoty proudu. Pro aplikaci předních světlometů je důležité nastavovat střední proud, který je přímo úměrný světelnému výkonu LED. Tato metoda, která je použita ve třetí generaci ovlivňuje hodnotu špičkového proudu (v době t_{on}) a střední hodnotu proudu je potřeba dopočítat.

2.2.1 Řízení středního proudu

Ve čtvrté generaci došlo k zásadní úpravě regulační smyčky proudu, kdy kromě známé regulace konstantního zvlnění přibyla smyčka pro přímé řízení středního proudu. Tato inovativní metoda spočívá v automatické regulaci hodnoty špičkového proudu tak, aby odpovídala nastavené hodnotě. Nově je k tomuto účelu využit další komparátor okamžité hodnoty proudu tekoucího horním spínacím tranzistorem. Tento komparátor porovnává proud s požadovanou hodnotou středního proudu a nadále zůstává komparátor špičkové hodnoty proudu, který vypíná horní spínací tranzistor. Z obrázku 2.9 vidíme, že čas t_1 je definován od sepnutí horního spínacího tranzistoru po dosažení středního proudu. Čas t_2 od komparace středního proudu až po dosažení požadovaného špičkového proudu. Z hlediska správného regulování



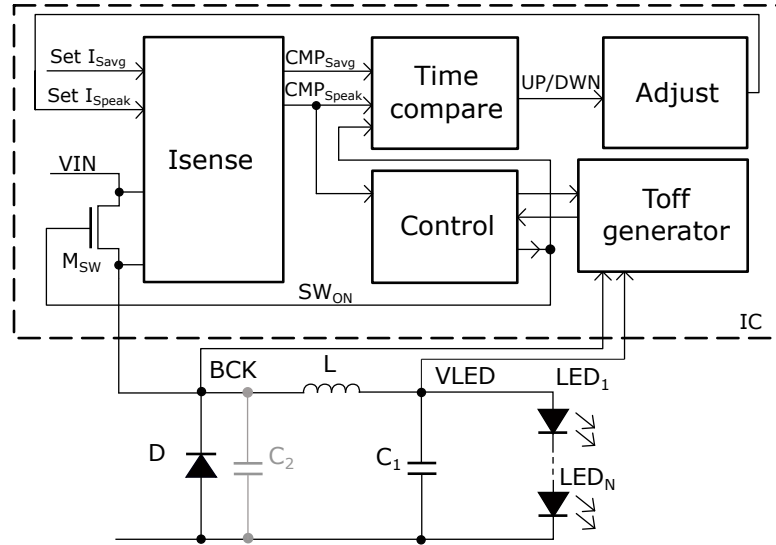
Obr. 2.6: Průběh proudu na horním spínacím tranzistoru M_{SW} a cívce L . [1]

středního proudu je požadováno, aby časy t_1 a t_2 byly stejné, což je znázorněno na obrázku 2.9, který zobrazuje průběh proudu horním spínacím tranzistorem. Výstupní proud snižujícího měniče lze tedy vypočítat podle rovnice

$$I_{Avg} = I_{Speak} - (I_{Speak} - I_{Savg}) \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{t_1 + t_2}{t_2}, \quad (2.3)$$

kde I_{Avg} je výstupní střední proud, I_{Speak} je požadovaný špičkový proud a I_{Savg} požadovaný střední proud. Tento přístup umožňuje regulovat výstupní proud snižujícího měniče nastavením dvou komparačních hladin proudu a měřením dvou časových intervalů. V případě, že $t_1 = t_2$, tak podle rovnice (2.3) proud I_{Savg} odpovídá požadovanému výstupnímu střednímu proudu I_{Avg} .

Na obrázku 2.7 je znázorněn zjednodušený blokový diagram regulace proudu snižujícího měniče. Snímání proudu je implementováno interně přímo na horním spínacím tranzistoru. Blok „Isense“ monitoruje nastavenou hodnotu středního a špičkového proudu. Pokud snímaný proud dosáhne úrovně středního proudu I_{Savg} , nastaví se výstup CMP_{Speak} do logické úrovně „1“. Dosažená úroveň I_{Speak} nastaví výstup CMP_{Speak} do logické „1“. Blok „Time compare“ měří časy t_1 a t_2 . Podle toho, který čas je delší, nastavuje výstupní flag „UP“ nebo „DWN“, podle kterého je regulován proud I_{Speak} . Pokud je čas t_2 delší než t_1 , nastaví se flag „DWN“, protože je nutné snížit úroveň I_{Speak} , aby se oba časy rovnaly. Blok „Adjust“ snižuje nebo zvyšuje úroveň I_{Speak} s nastavitelným krokem. Horní spínací tranzistor je řízen výstupem bloku „Control“ jehož vstupními hodnotami jsou CMP_{Speak} a výstup bloku „Toff generator“.



Obr. 2.7: Blokový diagram regulace středního proudu. [1]

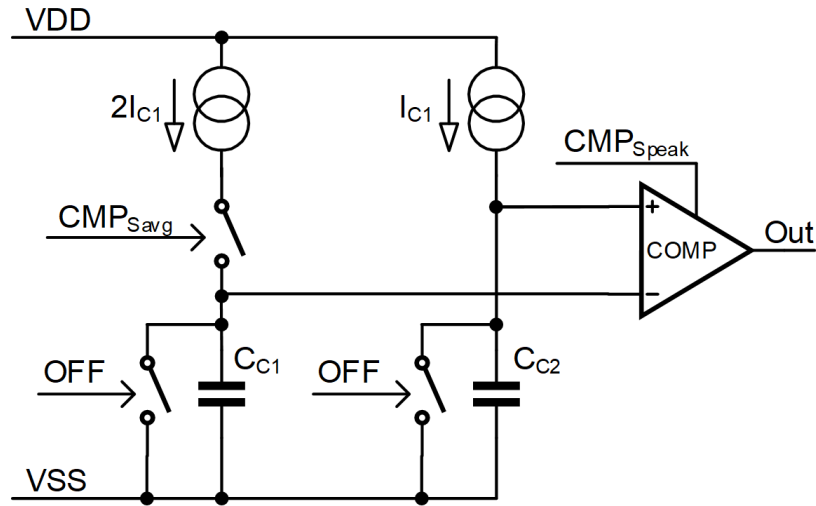
2.2.2 Časový komparátor

Zjednodušené schéma bloku „Time compare“, který je znázorněn na obrázku 2.8, má za úkol porovnávat časy t_1 a t_2 . Základem tohoto bloku jsou kondenzátory C_{C1} , C_{C2} a dva proudové zdroje, které tyto kondenzátory nabíjejí. Oba kondenzátory mají stejnou kapacitu. V okamžiku, kdy se horní spínací tranzistor sepne, začnou se oba kondenzátory nabíjet. Kondenzátor C_{C1} se nabíjí dvojnásobným proudem než kondenzátor C_{C2} . Když komparátor pro střední proud I_{Savg} sepne, kondenzátor C_{C1} se přestane nabíjet. Výstupní komparátor porovnává napětí na těchto kondenzátorech. Pokud jsou napětí na obou kondenzátorech na konci t_{on} času stejné, časy t_1 a t_2 jsou také stejné a tím pádem výstupní střední proud I_{Avg} byl nastaven. Pokud se napětí liší, výstup komparátoru je použit pro další nastavení systému, konkrétně pro nastavení úrovně proudu I_{Speak} v následující periodě [1].

2.2.3 Kompenzace zpoždění

Jelikož existuje zpoždění řízení horního spínacího tranzistoru, je nutné jej kompenzovat. Čas t_{on} zahrnuje také *zpoždění sepnutí tranzistoru* (t_{Don}), takže reálný t_{on} čas je kratší. Součástí t_{off} času je naopak *zpoždění rozepnutí tranzistoru* (t_{Doff}). Výstupní střední proud musíme tedy přepočítat podle rovnice (2.4).

$$I_{Avg} = I_{Speak} - (I_{Speak} - I_{Savg}) \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{(t_1 - t_{Don}) + (t_2 + t_{Doff})}{(t_2 + t_{Doff})}. \quad (2.4)$$



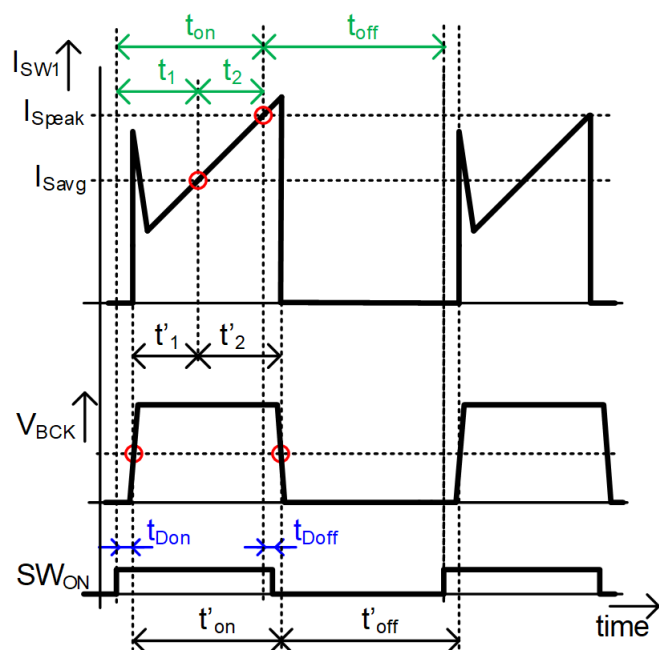
Obr. 2.8: Schéma časového komparátoru. [1]

Tato zpoždění způsobená řízením horního spínacího tranzistoru lze vykompenzovat, když bude snímáno napětí v uzlu BCK, který lze vidět na obrázku 2.7. Nutné je tedy implementovat komparátor, který snímá napětí v uzlu BCK s úrovní sepnutí poloviny vstupního napětí. Reálný čas s kompenzací zpoždění t'_1 tedy určuje sepnutí komparátoru snímající uzel BCK a sepnutí komparátoru pro střední proud. Reálný čas t'_2 je měřen od sepnutí komparátoru pro střední proud až po okamžik, kdy napětí v uzlu BCK klesne na polovinu vstupního napětí (obrázek 2.9).

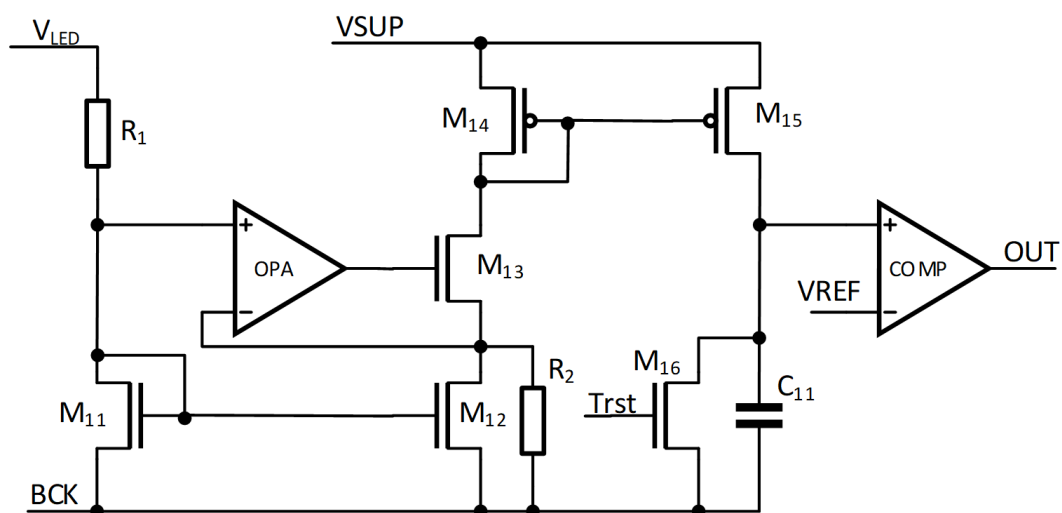
2.2.4 Blok řízení t_{off} času

Tento integrovaný obvod je také možné použít v aplikaci s adaptivními předními světlomety, kde regulační smyčka proudu dokáže reagovat na rychlé změny napětí na LED řetězci. Z tohoto důvodu je nutné zajistit, aby se mohlo *výstupní napětí snižujícího měniče* (V_{LED}) rychle měnit. Čas t_{off} je totiž nepřímo úměrný napětí V_{coil} . Proud I_{11} je úměrný napětí V_{coil} . Tímto proudem se nabíjí kondenzátor C_{11} až do napětí V_{ref} . Referenční napětí V_{ref} se nastavuje podle požadované konstanty $t_{off} \cdot V_{LED}$. Tento proces vytvoří časový interval nepřímo úměrný napětí na cívce [7].

Tento princip lze realizovat pomocí schématu na obrázku 2.10. Napětí na cívce, které je mezi V_{LED} a napětím v BCK uzlu, je převedeno na proud, jenž je zrcadlen pro nabíjení kondenzátoru C_{11} . Čas t_{off} je možné vypočítat podle rovnice



Obr. 2.9: Průběh proudu horním spínacím tranzistorem a kompenzace zpoždění spínání. [1]



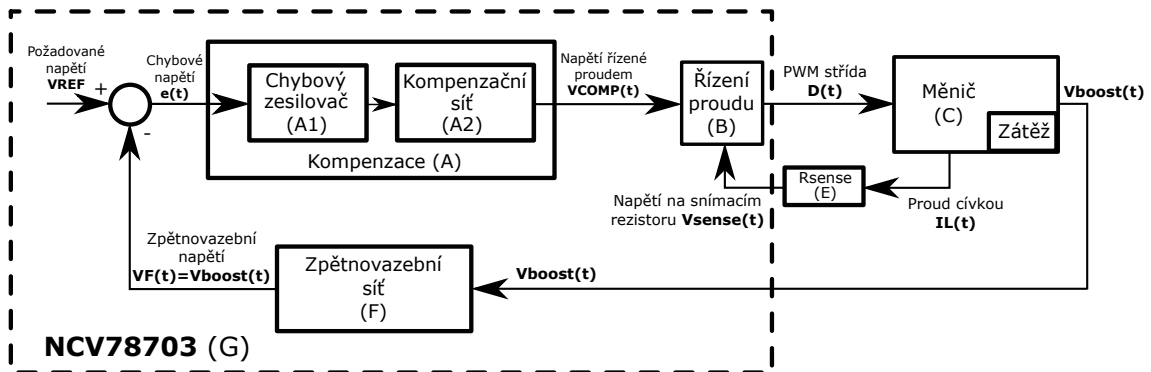
Obr. 2.10: Schéma řízení t_{off} času. [1]

$$t_{off} = \frac{C_{11} \cdot V_{ref} \cdot R}{V_{coil}}, \quad (2.5)$$

kde C_{11} je kapacita nabíjeného kondenzátoru, V_{ref} je referenční napětí, R je odpor $R_1 + R_2$ a V_{coil} je napětí na cívce.

2.3 Princip řízení zvyšujícího měniče

V této podkapitole je popsán základní princip řízení zvyšujícího měniče. Ve třetí i čtvrté generaci je princip řízení téměř stejný. U čtvrté generace jsou implementovány malé změny. Zvyšující měnič v aplikaci předních světlometů zajišťuje požadované napětí pro LED řetězce z dostupného napětí autobaterie. Filtruje také kolísání vstupního proudu z baterie, které vzniká jako důsledek PWM stmívání LED řetězců. Pro nominální zátěž pracuje v režimu spojitých proudů, aby bylo minimalizováno výstupní zvlnění proudu. Režim nespojitých proudů nastává pouze v případě, když je zátěž nebo střída stmívání velmi malá [8].



Obr. 2.11: Diagram regulační smyčky zvyšujícího měniče. [8]

U zvyšujících měničů jsou uvažovány dva hlavní přístupy řízení. První možností je řízení v napěťovém módu, které však není moc používané. Napěťový rozdíl mezi referenčním a výstupním napětím řídí střidu spínání měniče přímo. Jednou z výhod této metody ale je, že není potřeba znát proud tekoucí cívkou. Mezi další výhody patří provoz měniče s malou střídou spínání. V tomto módu není nutné aplikovat tzv. „slope kompenzaci“, která kompenzuje jevy spojené se sub-harmonickými nestabilitami. Nevýhodou je frekvenční charakteristika druhého řádu v režimu spojitých proudů (složitější kompenzace).

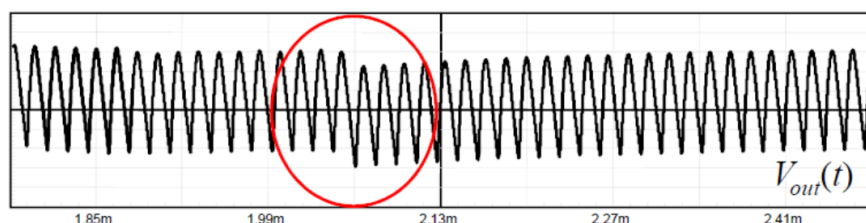
Další možností je řízení v proudovém módu. Tento integrovaný obvod řídí zvyšující měnič podle špičkového proudu cívkou. V tomto módu napěťový rozdíl mezi referenčním a výstupním napětím ovlivňuje proud cívkou, který nepřímo ovlivňuje střidu spínání měniče. Při užití této metody je nutné snímat proud cívkou, což může být problematické. Výhodou je možnost limitace proudu, což u napěťového módu nelze. Jednodušeji se také přechází mezi režimem spojitých a nespojitých proudů, jelikož frekvenční charakteristika je prvního řádu. Při užití tohoto módu je nutné implementovat „slope kompenzaci“, která kompenzuje jevy spojené se sub-

harmonickými oscilacemi.

Řízení zvyšujícího měniče v NCV78964 tedy pracuje v proudovém režimu s konstantní frekvencí spínání. Konstantní frekvence spínání byla zvolena mimo jiné i z důvodu spínacích ztrát. Pokud je frekvence spínání vysoká, vysoké jsou i ztráty. Maximální proud se nastavuje hrubě pomocí snímacího rezistoru a jemně ho lze také doladit i softwarově pomocí SPI registrů. Princip regulační smyčky je znázorněn na obrázku 2.11. Regulační smyčka nejprve porovnává požadované referenční výstupní napětí s aktuálně změřeným výstupním napětím. Výstupem tohoto porovnání je napěťová chyba, která je blokem A1 transformována na proud, který pak teče impedancí kompenzační sítě (blok A2). Na výstupu této kompenzační sítě vzniká napětí dostupné na pinu VCOMP, které slouží jako reference pro řízení proudu (blok B). Tento blok řídí střidu zvyšujícího měniče na základě napětí VCOMP a napětí odpovídající špičkovému proudu tekoucímu snímacím odporem R_{sense} . Blok C je tvořen externími součástkami. Řízenou proměnnou je v tomto případě výstupní napětí zvyšujícího měniče (Vboost), které je použito jako zpětná vazba pro prvotní porovnání.

2.3.1 RHPZ

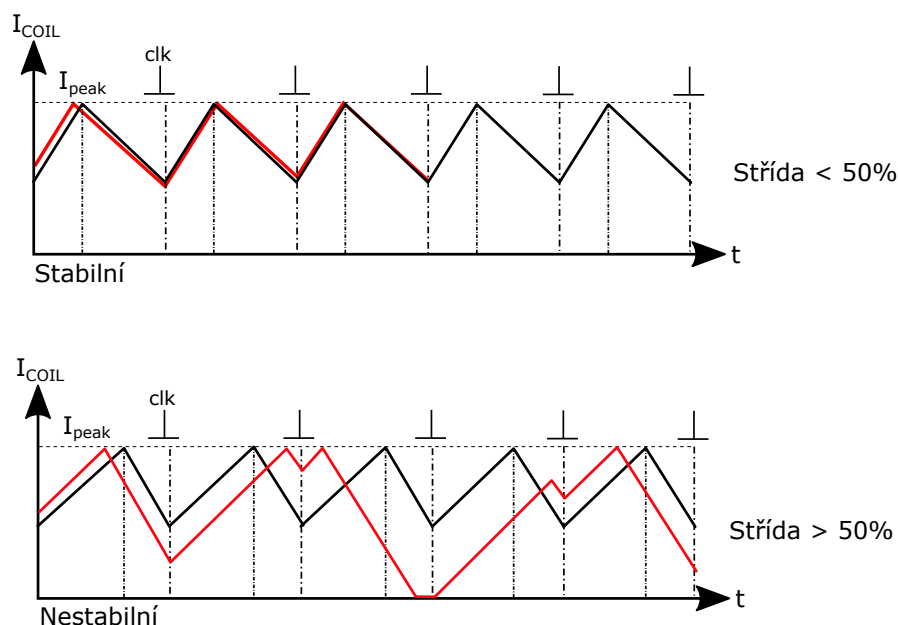
Při popisu řízení zvyšujícího měniče v proudovém módu je nutné zmínit parametry či jevy, které komplikují samotné řízení měniče. Prvním parametrem je RHPZ („Right Half Plane Zero“). RHPZ je nula, která způsobuje ve frekvenční charakteristice posuv fáze o -90° . LHPZ („Left Half Plane Zero“) způsobuje posuv fáze o $+90^\circ$. Energie je dodávána do zátěže pouze v čase t_{off} . Díky této nule vzniká jev, kdy kladná změna střidy spínání vyvolá zprvu zápornou změnu u výstupního napětí. Tento jev můžeme vidět na obrázku 2.12. Pokud chceme zvýšit výstupní napětí, musíme také zvýšit střidu spínání. Zvýšení střidy však sníží čas t_{off} , což způsobí snížení napětí na pár cyklů spínání. Po ustálení se napětí zvýší na požadovanou hodnotu. Tento jev se vyskytuje u řízení v napěťovém i proudovém módu a značně limituje šířku pásma spínání. Abychom omezili vliv RHPZ, musíme omezit rychlost přeběhu střidy spínání.



Obr. 2.12: Vliv RHPZ na výstupní napětí. [9]

2.3.2 Sub-harmonické oscilace

Dalším problémem jsou sub-harmonické oscilace (SHO), které vznikají u proudového módu s konstantní frekvencí pro střidu spínání, která je větší než 50 %. Důsledek SHO můžeme vidět na obrázku 2.13.

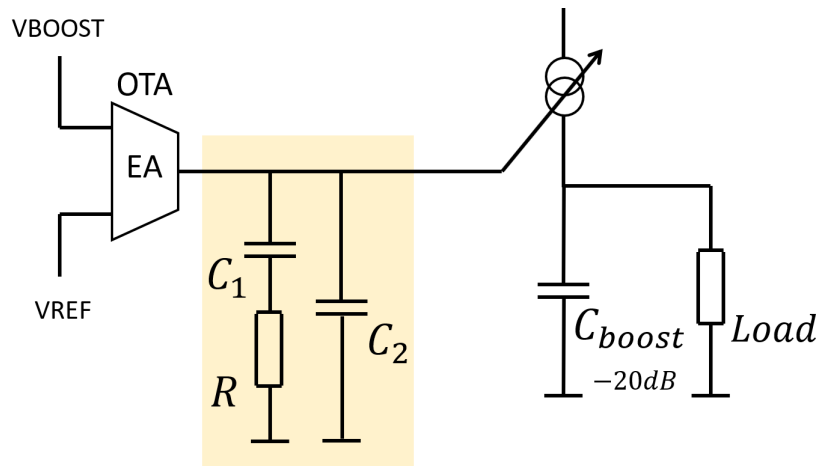


Obr. 2.13: Vliv SHO na proud cívkou. [9]

2.3.3 Kompenzační síť

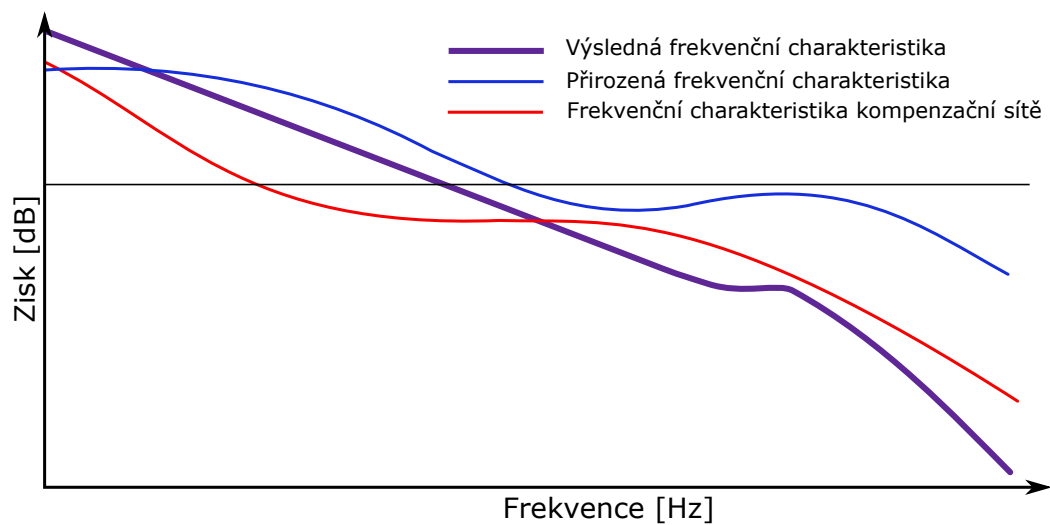
Důležitou částí návrhu aplikace se zvyšujícím měničem je také kompenzační síť. Kompenzační síť se připojuje k pinu VCOMP. Jak je znázorněno na obrázku 2.14, v kompenzačním obvodu se nachází dva kondenzátory a jeden rezistor. Tato kompenzační síť se nachází na výstupu chybového zesilovače, který převádí chybu napětí na proud. Při změně proudu se nejdříve nabíjí kapacity obsažené v této kompenzační síti. Ve zkratce se jedná o obvod, který mění odezvu měniče.

Pro správnou funkci zvyšujícího měniče je důležité, aby byla frekvenční charakteristika se sklonem -20dB/dek . Na obrázku 2.15 lze vidět modře naznačenou přirozenou frekvenční charakteristiku výkonové části. V praxi se frekvenční charakteristika zjišťuje tak, že do zpětné vazby přivedou různé frekvence a sledujeme reakci na výstupu. Frekvenční charakteristika kompenzační sítě je naznačena červenou barvou. Výsledná frekvenční charakteristika po kompenzaci je naznačena fialově. Pro



Obr. 2.14: Kompenzace výkonové části. [9]

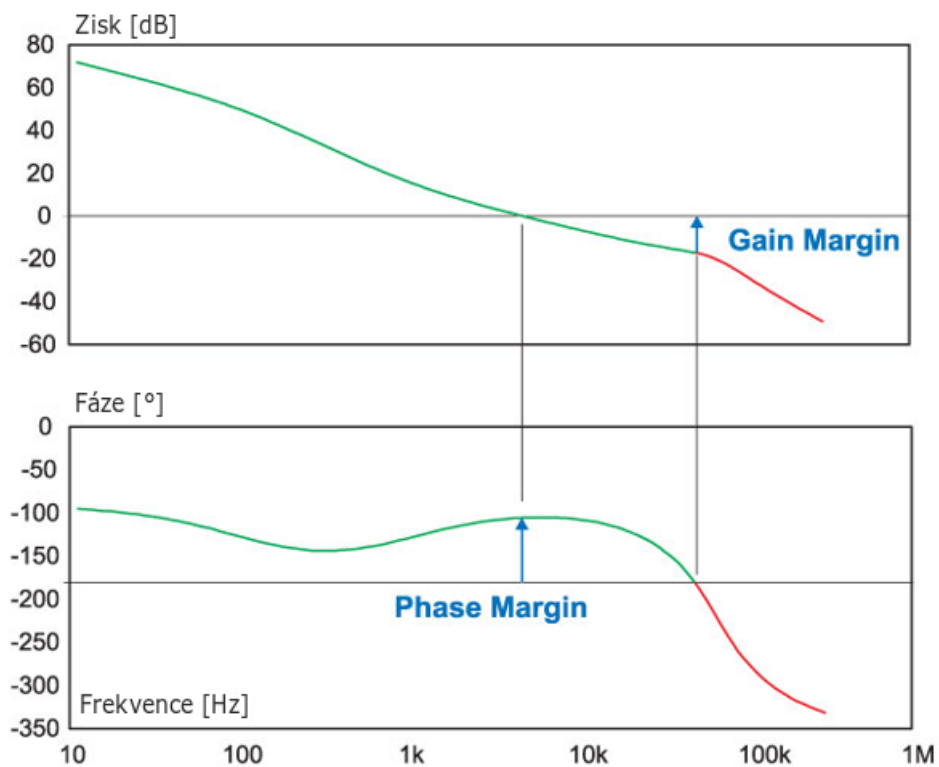
dosažení co nejvhodnější frekvenční charakteristiky je možné vhodně zvolit kompenzační síť. Jelikož je frekvenční charakteristika prvního řádu, klesání má strmost -20dB/dek . Jak je znázorněno na obrázku 2.15, přenosová funkce obsahuje pól a dvě nuly. Pro kompenzaci této charakteristiky je použit pól, nula a pól. Tato kompenzační síť je druhého typu.



Obr. 2.15: Frekvenční charakteristika výkonové části. [9]

Ve zvyšujícím měniči je důležité, aby zpětná vazba byla záporná. Stabilita systému je nezbytná a proto je vhodné použít nástroje pro správný návrh. Je možné využít analytický i praktický přístup ke správnému návrhu. Lze využít software, který vypočítá dané parametry a charakteristiky. Další možností je využít SPICE

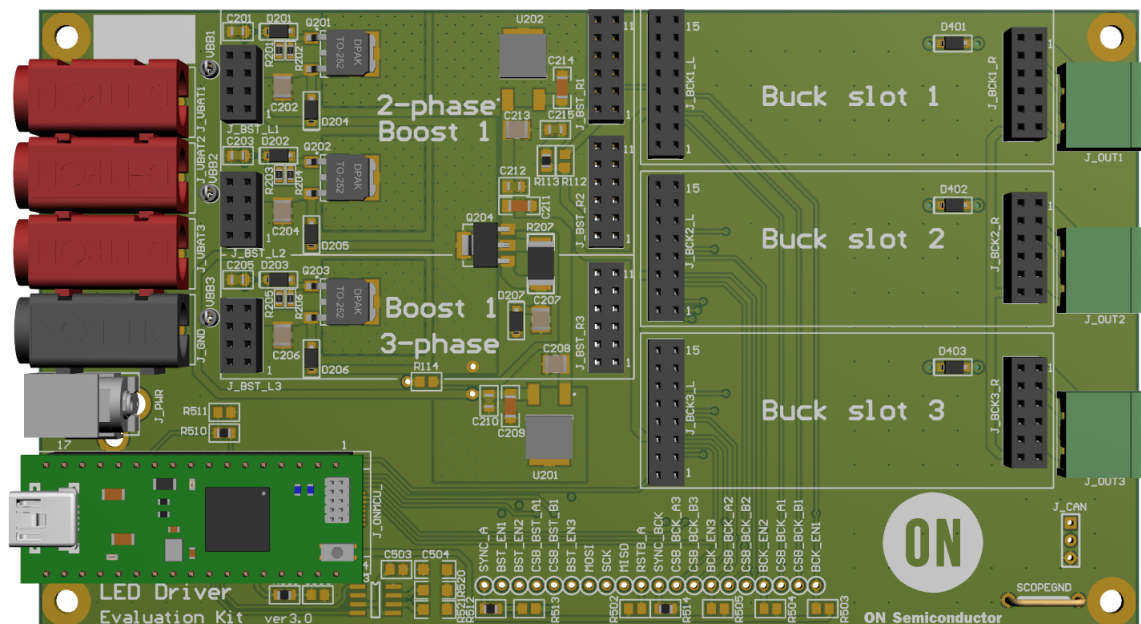
modelů pro modelování zapojení. Pro kompletní návrh je však důležité vždy zapojení doladit praktickým měřením. Důležitými parametry jsou fázová bezpečnost („Phase margin“) a bezpečnost zesílení („Gain margin“). Tyto veličiny lze vidět na obrázku 2.16. Při fázi -180° , se systém stává nestabilním (kladná zpětná vazba). „Phase margin“ je odstup fáze od -180° při jednotkovém zesílení (0 dB). Při zesílení 0 dB je důležité, aby byl odstup od nestabilního stavu co největší. „Gain margin“ je rozdíl od 0 dB při fázi -180° . V nestabilním stavu se požaduje, aby zesílení systému bylo co nejmenší. Z tohoto důvodu se musí frekvenční charakteristika vykompenzovat kompenzační sítí, aby bylo dosaženo co největší stability systému a zároveň byla zachována dostatečná rychlost odezvy.



Obr. 2.16: Fázová bezpečnost a bezpečnost zesílení. [10]

3 Návrh a realizace evaluační platformy

Jednou z hlavních náplní této práce je návrh a realizace evaluační platformy pro integrovaný obvod NCV78934. Jako doplněk k zadání je vytvořen zásuvný modul s integrovaným obvodem TPS92520 a schématický návrh modulu s NCV78964, který v době vypracování této práce není plně nadefinován. Jedná se o vytvoření zařízení, na kterém je možné provádět ukázky funkčnosti, testování a měření obvodů. Dalším účelem je vytvořit referenční návrh DPS. Nutným požadavkem při vytváření zásuvných modulů byla kompatibilita se stávající základní deskou evaluačního kitu. Tato základní DPS je zobrazena na obrázku 3.1. Do této základní desky lze pomocí konektorů připojit i různý počet modulů s integrovanými obvody z předchozích generací.



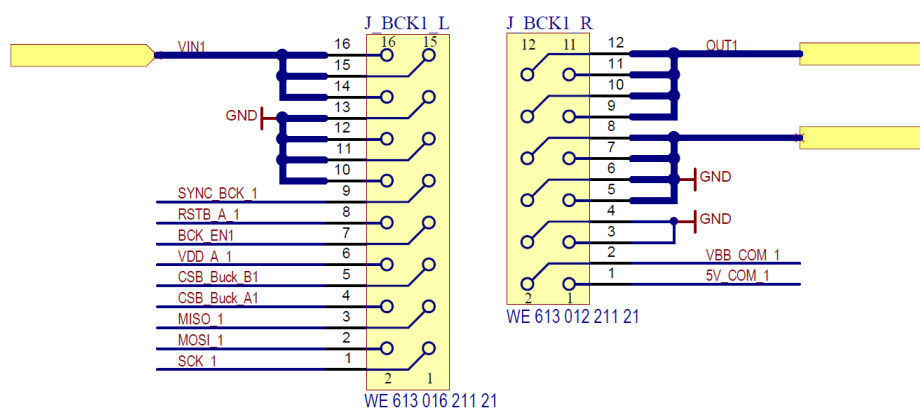
Obr. 3.1: Základní deska evaluačního kitu.

V levé části se nachází vstupní napájecí konektory pro každou fázi zvyšujícího měniče. Tyto vstupy mohou být propojeny pájecí propojkou na spodní straně desky. V levé spodní části se nachází DPS s řídicím mikrokontrolérem. Tento mikrokontrolér ovládaný z počítače slouží k řízení a diagnostice modulů zapojených do základní desky. Pomocí USB komunikace se z grafického prostředí v počítači posílají textové příkazy, které řídí mikrokontrolér. Ten na základě přijatého příkazu zahájí například SPI komunikaci nebo ovládá GPIO piny. V dolní části základní desky se nachází „test piny“ pro přístup ke všem důležitým signálům. Uprostřed se nachází konektory pro připojení jednotlivých modulů. Na tuto základní desku lze zapojit až třífázový

zvyšující měnič a až tři kanály snižujícího měniče. Na pravé straně desky se nachází výstupní konektory pro připojení LED.

3.1 Návrh modulu s NCV78934

První modul obsahuje integrovaný obvod NCV78934. Je nutné navrhnout DPS přes všechny tři sloty základní desky, jelikož tento integrovaný obvod má tři kanály. Rozměry modulu a umístění konektorů jsou dány již existující základní deskou. Rozmístění jednotlivých signálů na 16 a 12 pinové konektory je také dáno zapojením základní desky kitu. Při návrhu je vhodné využít součástky vyrobené firmou ON SEMICONDUCTOR, aby bylo prezentováno co nejvíce produktů této firmy.

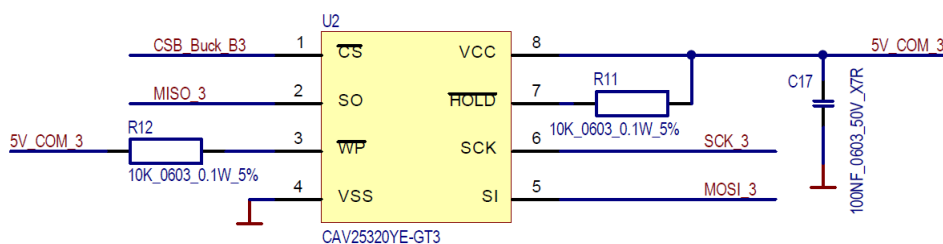


Obr. 3.2: Připojení signálů vstupního a výstupního konektoru.

Kompletní schéma zapojení se nachází v přílohách na konci této diplomové práce. Schéma zapojení konektorů pro jeden slot je na obrázku 3.2. Každý slot pro snižující měnič obsahuje jeden vstupní 16 pinový konektor a jeden výstupní 12 pinový konektor. Jelikož se v tomto případě jedná o tříkanálový měnič, jsou konektory pro zbylé kanály obdobné jako na obrázku 3.2. Silové signály jsou připojeny k více pinům konektoru. Pro snadné připojení sondy osciloskopu nebo multimetru jsou na vstupech, výstupech a zemi připojeny „testpointy“.

Dalším požadavkem na evaluační platformu je možnost rozpoznání připojeného zásuvného modulu v softwaru počítače. Pro tento účel byla vybrána EEPROM paměť CAV25320 od firmy ON SEMICONDUCTOR. V EEPROM jsou uloženy informace o konkrétním integrovaném obvodu, hodnotách externích součástek a nastavení SPI registrů. Velikost paměti 32 Kb je pro tento účel plně dostačující. S touto pamětí lze komunikovat pomocí SPI. Toto je výhodné z důvodu jednoduchosti komunikace na celém kitu, což usnadňuje celý návrh [11]. Zapojení této EEPROM je znázorněno

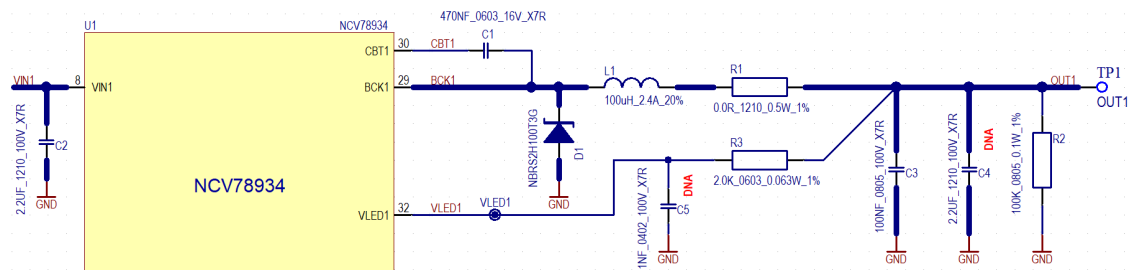
na obrázku 3.3, které vychází z doporučeného zapojení katalogového listu. Bylo vybráno pouzdro TSSOP-8 jako kompromis mezi velikostí a jednoduchostí osazení. Tato paměť vyžaduje jen minimum externích součástek. Piny HOLD a WP jsou připojeny pomocí „pull-up“ rezistorů k napájení. Pin HOLD slouží k pozastavení komunikace a pin WP k blokování zápisu. Při této aplikaci není potřeba pozastavovat komunikaci ani zablokovat zápis, tudíž jsou tyto piny trvale připojeny k logické „1“.



Obr. 3.3: EEPROM paměť.

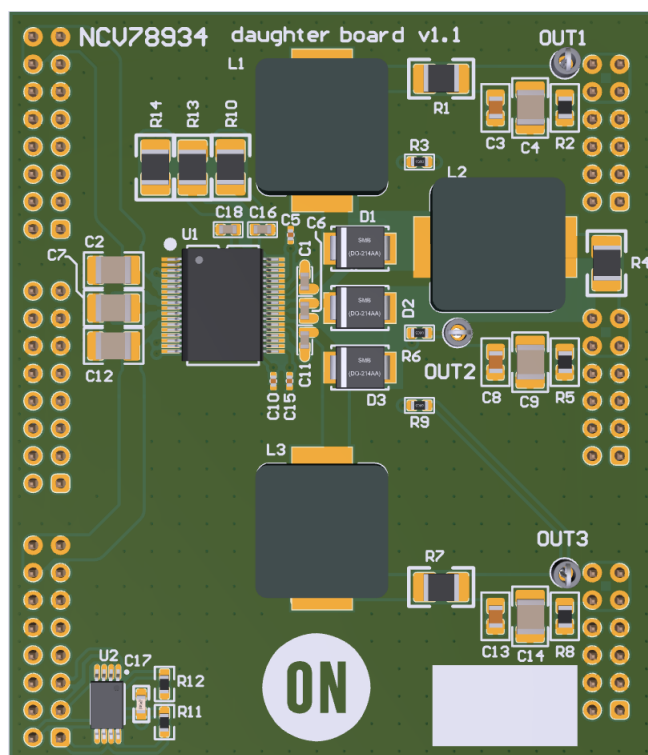
Nezbytnou součástí zapojení jsou samotné externí součástky snižujícího měniče. Schématické zapojení je zobrazeno na obrázku 3.4. Usměrnění je zajištěno pomocí schottkyho diody, jelikož se jedná o asynchronní snižující měnič. V aplikaci se nejčastěji k usměrnění používají schottkyho diody z důvodu malého úbytku napětí v propustném směru, což má kladný vliv na celkovou účinnost měniče. Tato dioda NBRS2H100T3G od firmy ON SEMICONDUCTOR je dimenzována na proud 2 A a napětí až 100 V. Maximální střední proud měniče je však také 2 A. Musí se ale vzít v potaz, že diodou neteče proud trvale. Kondenzátor C1 slouží pro vytvoření pomocné napájecí úrovně pro řízení interního horního spínacího tranzistoru typu N-MOS. Jeho kapacita 470 nF je doporučena v katalogovém listu integrovaného obvodu. Pro správné spínání N-MOS tranzistoru je potřebné napětí vyšší, než je vstupní napětí, které je spínáno. Z tohoto důvodu je nutný tento kondenzátor, který se nabíjí v době t_{off} , kdy je na pinu BCKx záporné napětí dané úbytkem napětí na diodě D1.

Další nezbytnou součástkou je cívka, která je dimenzována na proud 2,4 A. Jelikož z katalogových listů není vždy jasné, jestli se jedná o maximální špičkový nebo střední proud, byla raději vybrána vyšší hodnota. Indukčnost je v tomto případě 100 μ H, ale záleží na aplikaci a požadavcích na maximální dovolené zvlnění proudu LED. Typické hodnoty dané katalogovým listem jsou od 22 μ H do 100 μ H. Propojka R1 může být nahrazena drátovým očkem pro snadné připojení proudové sondy osciloskopu. Přes rezistor R3 je vedena zpětná vazba pro měření výstupního napětí VLED. Na výstupu jsou dva kondenzátory s rozdílnou kapacitou a velikostí pouzdra.



Obr. 3.4: Schéma snižujícího měniče.

V aplikaci s pixel kontroléry je výstupní kondenzátor malý z důvodu rychlé změny napětí VLED a potlačení vlivů spínání. V jiných aplikacích je s výhodou použit kondenzátor o větší kapacitě ($1\ \mu\text{F}$) z důvodu snížení zvlnění středního proudu. V aplikaci je levnější použít menší cívku a větší kondenzátor než naopak. Rezistor R2 slouží k definovanému vybití kondenzátoru po vypnutí měniče.



Obr. 3.5: Návrh DPS NCV78934 ve 3D.

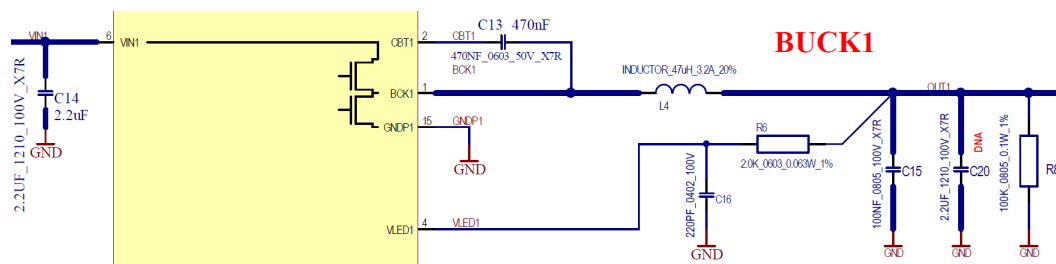
Při návrhu DPS je nutné dodržovat určitá pravidla. Pro tento modul byl zvolen návrh čtyřvrstvé DPS. Kondenzátor C2 by měl být umístěn co nejblíže k integrovanému obvodu. Podstatný je také návrh co nejkratší zemní smyčky mezi diodou D1 a vstupním kondenzátorem C2. Diodou D1 totiž teče proud střídavě a docházelo by

k rušení. Tato smyčka je v návrhu vedena ve 2. vrstvě DPS. Prokovení od diody je spojeno se zemí pouze ve 2. vrstvě.

3.2 Návrh modulu s NCV78964

Druhý modul má obsahovat integrovaný obvod NCV78964. Jedná se o třífázový zvyšující měnič a dvoukanálový snižující měnič. Základní deska má sloty pro moduly se zvyšujícími a snižujícími měniči. Pokud by zvyšující měnič napájel pouze dva snižující měniče obsažené na desce, tak by stačilo navrhnout desku do slotu pro snižující měniče. V tomto případě se ale nabízí možnost napájení i dalších snižujících měničů. Na toto zapojení není základní deska připravena. Vytvořit modul přes slot pro snižující i zvyšující měnič je nežádoucí z důvodu velikosti a nedostatečné univerzálnosti celého řešení. Z tohoto důvodu bude modul vytvořen do slotu pro zvyšující měnič, kde zůstane zachována možnost napájení ostatních slotů pro snižující měnič. Konektory pro výstupní LED je tedy nutné umístit přímo na modul. Díky tomuto řešení dojde i k navýšení celkového počtu kanálů snižujícího měniče. Návrh samotné DPS není obsahem této práce. Integrovaný obvod není v době vypracování plně nadefinován a rozložení pinů není ještě ustáleno.

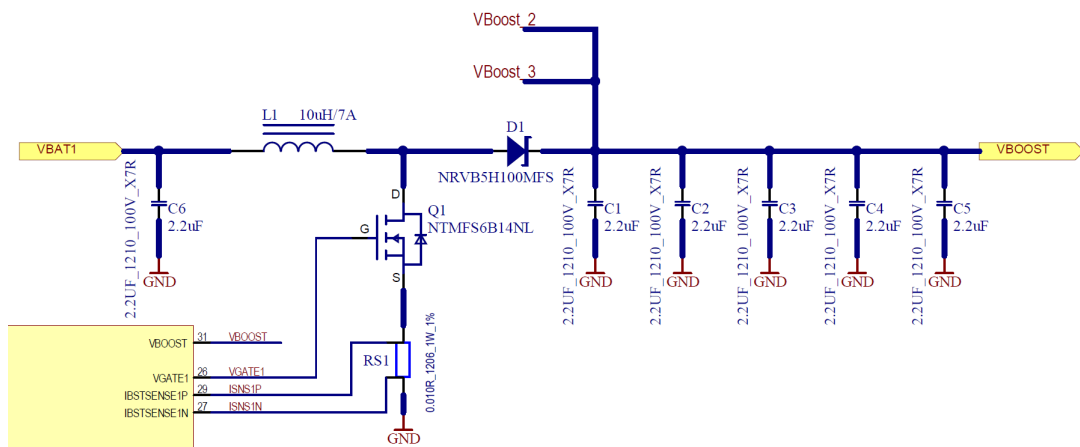
Schéma jednoho kanálu snižujícího měniče je vidět na obrázku 3.6. Jedná se o synchronní měnič, tudíž usměrnění je pomocí tranzistoru. Tranzistor je v tomto obvodu implementován interně. K pinu GNDPx je připojena pouze zem, nejlépe co nejbližší ke vstupnímu kondenzátoru. Zapojení ostatních součástek v tomto snižujícím měniči zůstává stejné jako u obvodu NCV78934.



Obr. 3.6: Schéma snižujícího měniče u NCV78964.

Zapojení zvyšujícího měniče je zobrazeno na obrázku 3.7. Na vstupu a výstupu se nachází kondenzátory o kapacitě $2,2 \mu\text{F}$. Na výstupu bylo navrženo více kondenzátorů paralelně z důvodu jeho častého využití ve stávajících modulech. Tento kondenzátor je totiž použit i na vstupu a také na ostatních modulech. Dalším důvodem je také nedostupnost větší kapacity ve stejném pouzdře pro napěťovou zatížitelnost

100 V. Výhodou tohoto řešení je i nižší celkový ekvivalentní sériový odpor kondenzátorů. Další důležitou součástí je také cívka. Pro toto zapojení byla vybrána SMD cívka o indukčnosti $10\ \mu\text{H}$ a maximálním proudu 7 A. Dimenzování cívky je určeno maximálním výstupním výkonem jedné fáze (typicky 50 W) a minimálním vstupním napětím (cca 9 V). Pro snížení vstupního napětí na 6 V se počítá se snížením výstupního výkonu fáze na 80 %. Při vstupním napětí 6 V a výstupním výkonu fáze 40 W poteče cívkou proud necelých 7 A. Dolní spínací tranzistor MOSFET typu N byl zvolen NVMF6SB14NL od firmy ON SEMICONDUCTOR. Je to výkonový tranzistor o maximálním proudu $I_s=11\ \text{A}$ a $R_{\text{DS(ON)}}=19\ \text{m}\Omega$. Malý odpor v sepnutém stavu je důležitý z důvodu menší výkonové ztráty, která musí být uchlazena. Tranzistor byl vybírán s ohledem na $R_{\text{DS(ON)}}$ a malý potřebný náboj pro sepnutí („Gate charge“), protože je vhodné minimalizovat i spínací ztráty. Tranzistor je v pouzdře SO-8FL. Usměrnovací dioda byla vybrána schottkyho dioda NRVB5H100MFS od firmy ON SEMICONDUCTOR v pouzdře SO-8FL. Maximální střední proud této diody je 5 A. U zvyšujícího měniče lze nastavit omezení proudu. Na tento proud musí být dimenzovány i externí součástky. Součástky jsou však potom výrazně dražší a je nutné je uchlazet.



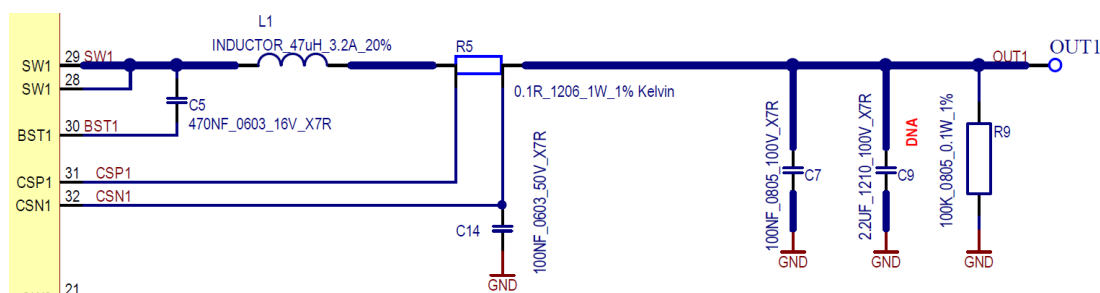
Obr. 3.7: Schéma zvyšujícího měniče u NCV78964.

3.3 Návrh modulu s TPS92520

Další částí práce je také navržení modulární DPS pro integrovaný obvod TPS92520 firmy Texas Instruments. Tento modul je kompatibilní se základní deskou evaluačního kitu. Součástí je také grafické prostředí do PC, které slouží k ovládání a diagnostice integrovaného obvodu. Díky tomuto modulu je možné prakticky zjistit, jak integrovaný obvod funguje a jaké má odlišnosti oproti NCV78934.

Integrovaný obvod TPS92520 je dvoukanálový synchronní snižující měnič. Jeho maximální střední proud je 1,6 A, který dokáže řídit s přesností 4 %. Napětí na vstupu se může pohybovat od 4,5 V do 65 V. Lze nastavovat také frekvenci spínání od 100 kHz do 2,2 MHz. DPS je navržena přes dva sloty základní desky pro snižující měniče. Grafické prostředí pro ovládání integrovaného obvodu obsahuje přístup do všech registrů TPS92520 a GPIO signálů mikrokontroléru, které jsou nezbytné pro řízení tohoto integrovaného obvodu. [12]

Schématické zapojení jednoho kanálu je možné vidět na obrázku 3.8. Tento integrovaný obvod snímá proud snižujícího měniče na externím snímacím rezistoru. Hodnota tohoto rezistoru (100 mΩ) je dána katalogovým listem [12]. Stejně jako u NCV78934 je nezbytný kondenzátor C5 o hodnotě 470 nF, který slouží pro vytvoření napětí, kterým se spíná horní spínací tranzistor. Jelikož se jedná o synchronní měnič, je usměrňovací dioda nahrazena tranzistorem, který je v tomto případě interní. Zapojení výstupních kondenzátorů a výstupního rezistoru zůstalo stejné jako u modulu s NCV78934, aby bylo možné provádět srovnávací měření ve stejné konfiguraci externích součástek.

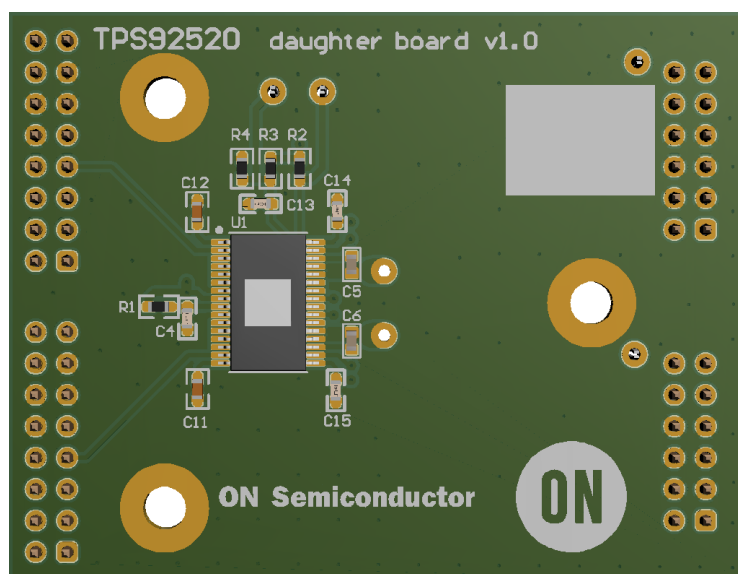


Obr. 3.8: Schéma snižujícího měniče TPS92520.

Rozložení konektorů pro jednotlivé kanály musí být z důvodu univerzálnosti zachováno. Tento integrovaný obvod podporuje komunikaci SPI, což podporuje i základní deska LED driver kitu. Stejně jako NCV78934, tak i TPS92520 disponuje vstupem UDIMx (u NCV78934 LEDCTRLx), který slouží pro zapnutí a vypnutí výstupu snižujícího měniče. Pomocí tohoto pinu můžeme také externě stmívat výstup pomocí PWM. Piny FLT a LHI zůstaly dostupné pouze prostřednictvím testovacích pinů na modulární DPS, protože je nebylo možné vhodně připojit na již definované rozložení konektoru. FLT slouží jako výstupní chybový signál pro detekci nesprávného fungování integrovaného obvodu. Pin LHI může sloužit k externímu nastavení proudu v nouzovém režimu, kdy není možné komunikovat s řídicím mikrokontrolérem [12].

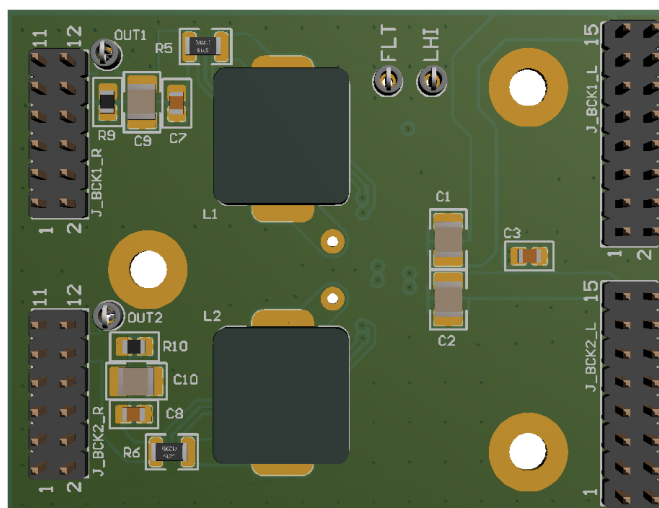
Na obrázku 3.9 a 3.10 je zobrazen 3D model horní a spodní strany navržené čtyř-

řvrstvé DPS. Lze si povšimnout, že většina součástek je osazena na spodní straně modulu, aby bylo možné připevnit vhodný chladič. Chladicí ploška tohoto integrovaného obvodu se totiž nachází na horní straně pouzdra („Top-side cooling“). Při návrhu této DPS bylo nutné dbát na základní pravidla návrhu snižujícího měniče. Vstupní kondenzátory C1 a C2 by měli být co nejblíže k integrovanému obvodu. U NCV78934 bylo důležité navrhout co nejkratší zemní smyčku od usměrňovací diody a vstupního kondenzátoru. Jelikož je v tomto případě dioda nahrazena interním tranzistorem, zemní smyčka vede od pinů PGND ke vstupnímu kondenzátoru. Piny PGND jsou vyvedeny od spodního spínacího tranzistoru. Pro upevnění chladiče byly navrženy otvory, které jsou vhodně umístěny mezi jeho žebry.

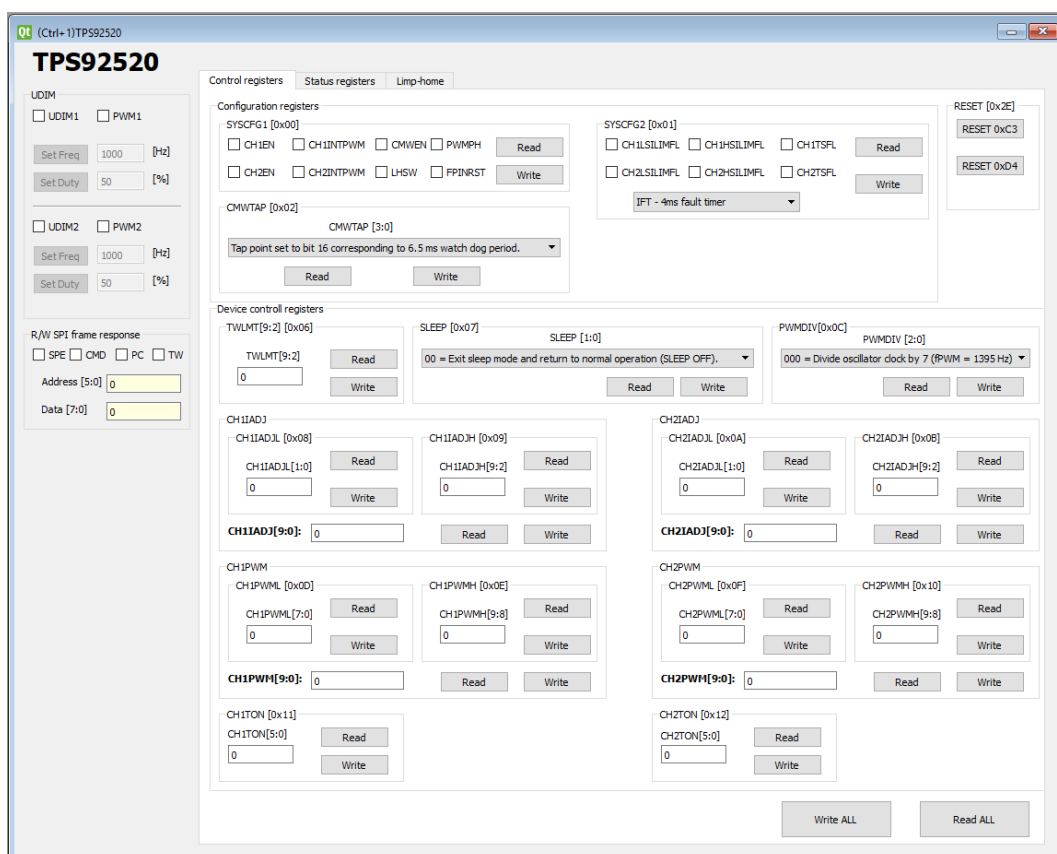


Obr. 3.9: Návrh DPS modulu TPS92520 ve 3D - horní strana.

Pro potřebu snadného ovládání a diagnostiky integrovaného obvodu byl vytvořen software do PC. Grafické prostředí tohoto programu je vidět na obrázku 3.11. Pomocí tohoto programu je možné ovládat externí piny mikrokontroléru a komunikovat s integrovaným obvodem pomocí SPI komunikace. Program je pro přehlednost rozdělen do několika záložek. V první záložce „Control registers“ je přístup ke kontrolním registrům, které slouží k jeho ovládání. V záložce „Control registers“ jsou přístupné registry pro jeho diagnostiku. Registry pro nastavení režimu „Limp-home“ jsou přístupné z poslední záložky.



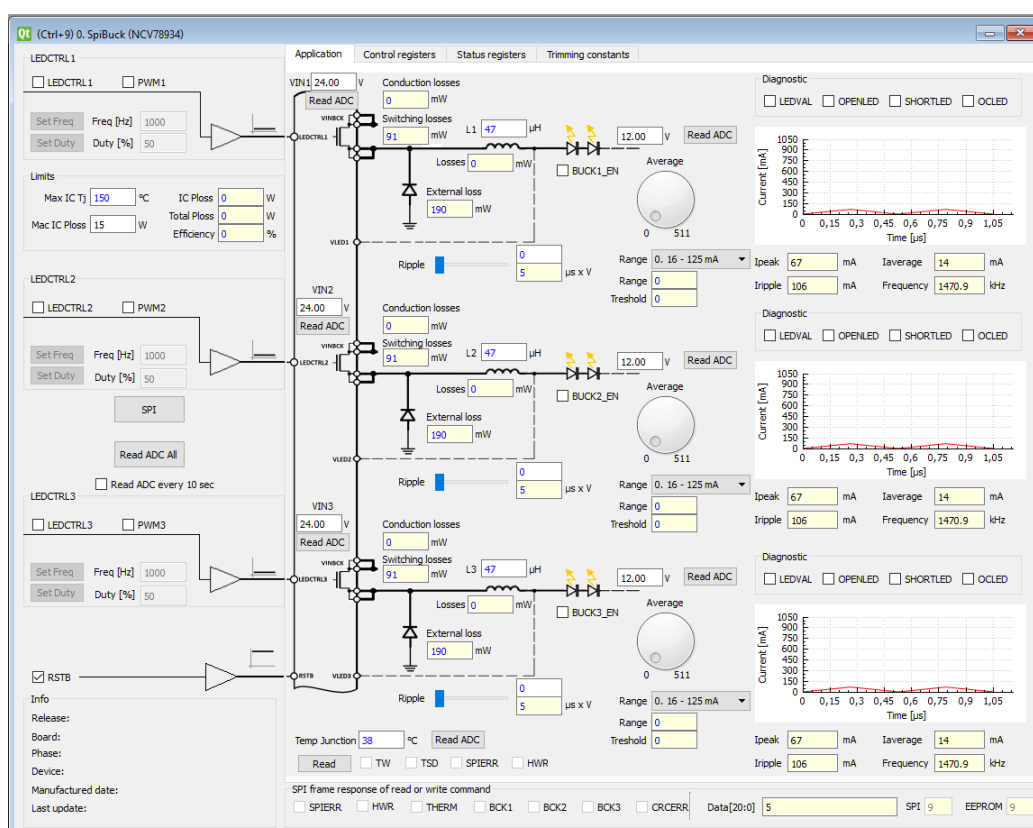
Obr. 3.10: Návrh DPS modulu TPS92520 ve 3D - spodní strana.



Obr. 3.11: Grafické prostředí pro ovládání TPS92520.

4 Evaluační měření NCV78934

Úkolem evaluačního měření je otestovat funkčnost a ověřit parametry integrovaného obvodu. K měření se využívají měřicí přístroje, které jsou ovládány z počítače přes GPIB („General Purpose Interface Bus“). Je to komunikační rozhraní pro měřicí a napájecí přístroje. Skripty pro tato měření jsou napsány v jazyce Python. Pro vytváření skriptů se používá firemní program RICC. Tento program obsahuje tzv. „Sweeper“, který dokáže rozmítat vstupní parametry funkcí implementovaných ve skriptu. Výsledky je možné následně exportovat ve formátu „.csv“. Program RICC má také přístup do grafického prostředí pro ovládání SPI registrů a dalších externích signálů. Toto grafické prostředí je možné vidět na obrázku 4.1.



Obr. 4.1: Grafické prostředí NCV78934.

Na první liště tohoto softwaru je jednoduché interaktivní prostředí pro ovládání snižujícího měniče. Tato část slouží pro snadné a rychlé ovládání a vyčítání základních parametrů. V pravé části se nachází grafy s vypočteným průběhem proudu. Vlevo lze nastavovat externí signály pro ovládání integrovaného obvodu. Na dalších záložkách je přístup k jednotlivým SPI registrům.

Před samotným vytvářením skriptů pro dané měření bylo nutné vytvořit knihovny pro ovládání jednotlivých měřicích přístrojů. Pro měření byl použit laboratorní zdroj, osciloskop a multimetr. Všechny tyto přístroje lze ovládat z počítače. Pro teplotní měření lze také použít teplotní tester („thermostreamer“).

4.1 Měření proudu

Měření proudu je jedním z nejdůležitějších měření v případě tohoto integrovaného obvodu. Pro nastavování proudu existují dva režimy. Automatický režim vyžaduje nastavení hodnoty středního proudu (registr BUCKx_IAVG) a konstanty $t_{off} \cdot V_{COIL}$ (registr BUCKx_TOFF). V tomto režimu se špičkový proud nastaví automaticky tak, aby bylo dosaženo požadovaného středního proudu. V manuálním režimu se musí nastavit špičkový proud zapsáním do registru BUCKx_IRIP_MAN.

4.1.1 Měření linearity špičkového proudu

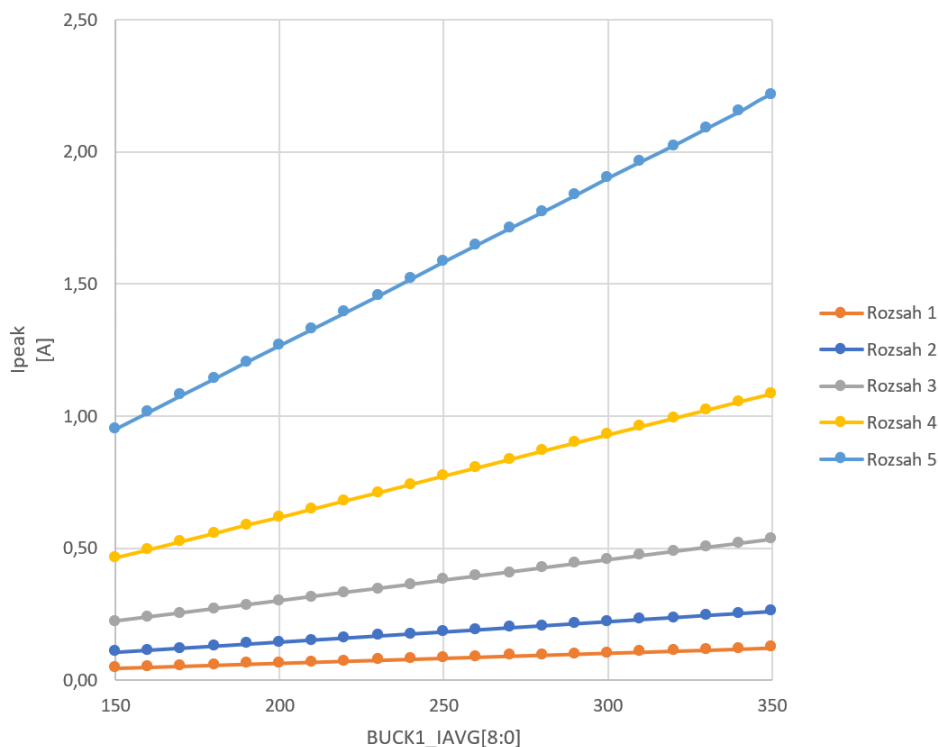
Nejprve byla změřena závislost špičkového proudu na teplotě, vstupním napětí a proudovém nastavení. Hodnoty ve smyčce měření jsou uvedeny v tabulce 4.1. Toto měření bylo provedeno při teplotách -40°C , 25°C a 160°C .

Tab. 4.1: Smyčka pro měření špičkového proudu.

Veličina ve smyčce	Rozsah	Krok
Teplota [$^{\circ}\text{C}$]	{-40; 25; 160}	-
$V_{IN}[\text{V}]$	{25; 40; 65}	-
BUCKx_ISENSE_THR[2:0]	1 - 5	1
BUCKx_IAVG[8:0]	150 - 350	10

V tomto měření je používán manuálního režimu, tudíž špičkový proud je přímo úměrný hodnotě v registru BUCKx_IAVG. Hodnota v registru BUCKx_IRIP_MAN zůstává nulová. Výsledná hodnota špičkového proudu byla změřena pomocí osciloskopu použitím proudové sondy. Na obrázku 4.2 je výsledek jednoho z měření. Toto měření bylo provedeno při pokojové teplotě 25°C a vstupním napětí 25 V. Hodnota v registru BUCKx_TOFF byla nastavena do maximální hodnoty, jelikož zvlnění nemá vliv na špičkový proud. Velkým zvlněním také dosáhneme menšího oteplení integrovaného obvodu, aby byl minimalizován teplotní vliv. Hodnota registru BUCKx_IAVG se ve smyčce nastavuje od 150 do 350. V absolutním měřítku to

odpovídá zhruba 50-100 % daného proudového rozsahu, ve kterém by měl integrovaný obvod splňovat danou přesnost. Mimo tento rozsah není přesnost garantována. Z grafu na obrázku 4.2 je vidět, že průběhy jsou podle očekávání lineární a každý rozsah je zhruba dvojnásobkem toho předchozího.



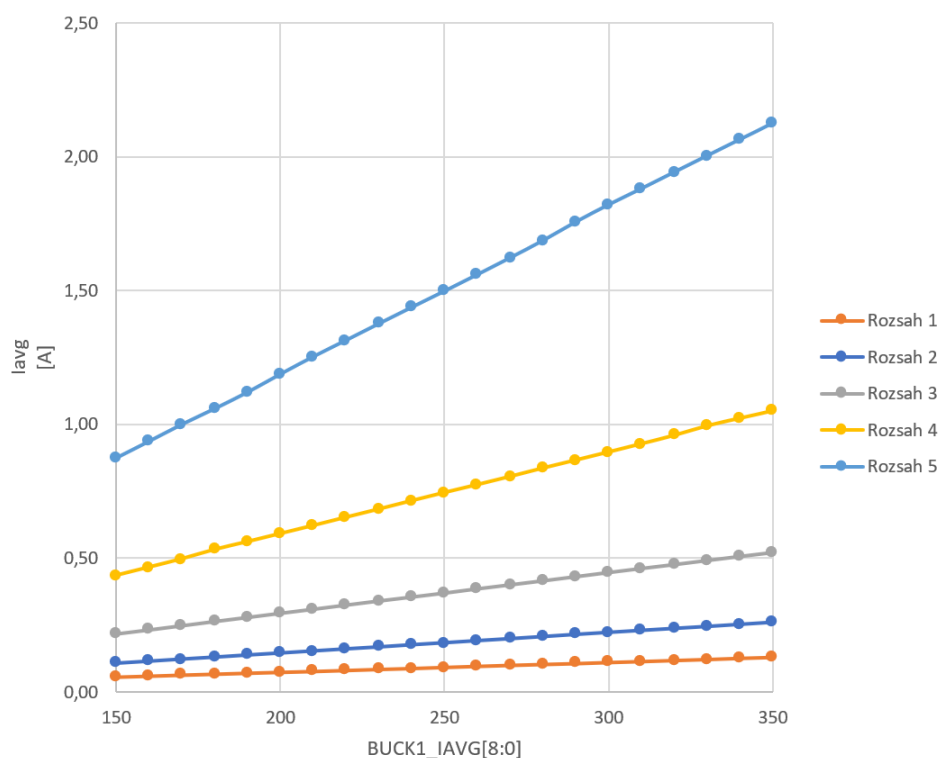
Obr. 4.2: Proud „I_{peak}“; manuální režim; $V_{IN} = 25\text{ V}$; 25°C .

4.1.2 Měření linearity středního proudu

Měření středního proudu probíhalo podobně jako měření špičkového proudu. Měřicí smyčky jsou stejné jako u měření špičkového proudu (tabulka 4.1). Pro měření středního proudu bylo nutné přepnout na automatický režim řízení proudu. Hodnota v registru $BUCKx_TOFF$ byla nastavena na 45, což odpovídá zhruba $t_{off} \cdot V_{COIL} = 20\text{ }\mu\text{s} \cdot V$. V grafu na obrázku 4.3 je možné vidět očekávané výsledky z měření středního proudu při 25°C a vstupním napětí 25 V.

4.1.3 Měření absolutní přesnosti středního proudu

Nejdůležitějším měřením je měření absolutní přesnosti proudu. Absolutní přesnost proudu závisí na mnoha parametrech a konfiguracích obvodu. Pro určení správné



Obr. 4.3: Proud „Iavg“; automatický režim; $V_{IN} = 25\text{ V}$; 25°C .

absolutní hodnoty středního proudu je nutné znát kalibrační konstanty. Každý integrovaný obvod je ve výrobě zkalibrován a jeho kalibrační konstanty jsou zapsány do jeho interní paměti EEPROM. Při měření každého jednoho vzorku je tedy nutné kalibrační konstanty vyčíst a dále s nimi počítat.

Tab. 4.2: Maximální proud v daném proudovém rozsahu

Proudový rozsah	Maximální proud [A]
1	0.125
2	0.25
3	0.5
4	1
5	2

Střední proud je nastavován pomocí registru BUCKx_Iavg[8:0] a registru pro proudový rozsah BUCKx_ISENS_THR[2:0], kde „x“ je číslo kanálu snižujícího měniče. Hodnoty, které je potřeba nahrát do registrů, aby byla dosažena daná přesnost, jsou dány kalibračními rovnicemi. Pro dosažení maximální přesnosti je nutné zvolit správný rozsah proudu. Maximální proud v každém rozsahu je dán tabulkou 4.2.

Prvním krokem je zjištění ekvivalentní hodnoty registru na vysoké teplotě. Toto lze vypočítat z rovnice

$$Iavgx_CODEy_hot[9:0] = \frac{(Iavgxy - q_{xy})}{k_{xy}}, \quad (4.1)$$

kde x je číslo kanálu, y je proudový rozsah, $Iavgxy$ je požadovaný proud [A], q_{xy} je ofset proudu a k_{xy} je zisk proudu ve vybraném proudovém rozsahu. Tento ofset a zisk proudu jsou dány kalibračními konstantami každého jednoho integrovaného obvodu, které se nachází v interní EEPROM paměti. Jelikož je ve výpočtu rovnice (4.1) 10 bitová hodnota, je nutné tuto hodnotu vydělit dvěma, aby bylo dosaženo 9 bitové hodnoty pro zápis do registru. Pokud není třeba teplotní kompenzace, lze použít pouze výpočet z rovnice (4.1). Pro přesnější řízení proudu lze provést teplotní kompenzaci podle rovnice

$$Iavgx_CODEy[9:0] = Iavgx_CODEy_hot[9:0] + c, \quad (4.2)$$

kde proměnná c se vypočítá z rovnice

$$c = 2_{Lxy} \cdot (T_j - T_{hot}) + 2 \cdot k_{Qy} \cdot (T_j - T_{hot})^2, \quad (4.3)$$

kde k_{Lxy} je lineární koeficient pro daný proudový rozsah, k_{Qy} je kvadratická konstanta, T_j [°C] je teplota vyčtená z registru VTEMP[8:0] a T_{hot} je teplota 160 °C. Také v tomto případě je nutné vydělit výsledek dvěma, aby mohl být zapsán do registru BUCKx_Iavg[8:0].

Pro samostatné měření byl vytvořen měřicí skript, který ovládá jednotlivé laboratorní přístroje, aby mohlo být měření snadno opakovatelné. Pro toto měření byl použit laboratorní zdroj pro cyklování vstupního napětí a digitální multimetr pro měření proudu LED řetězcem. Přesnost regulace proudu je změřena v širokém rozsahu operačních podmínek. Tyto zvolené operační podmínky lze vidět v tabulce 4.3.

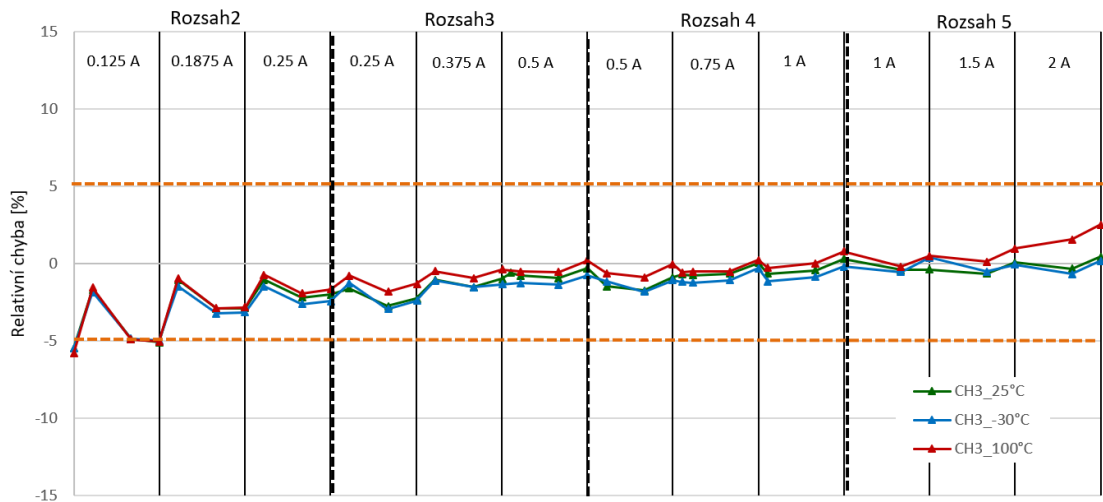
Před samotným spuštěním měřicí smyčky je nutné vyčíst kalibrační konstanty z interní EEPROM paměti. K těmto konstantám lze přistupovat prostřednictvím grafického rozhraní v PC. Během každého kroku jsou také vyčítány registry pro diagnostiku integrovaného obvodu. Toto je důležité z hlediska určení režimu regulace, chybových hlášení nebo ke zjištění důležitých parametrů (t_{off} , t_{on} , ...). Po vyčtení všech potřebných konstant lze přejít k samotnému spuštění měřicí smyčky. V průběhu měřicí smyčky docházelo také ke kombinacím parametrů, které způsobovaly nepovolené stavy. Například při vysokém rozdílu napětí V_{LED} a V_{IN} je doba t_{on} velice krátká. Doba t_{on} má však svojí minimální hodnotu. Když je zároveň požadavek na malou konstantu $t_{off} \cdot V_{COIL}$, tak dojde k situaci, kdy proud nekontrolovatelně

Tab. 4.3: Operační podmínky pro měření přesnosti středního proudu

Veličina ve smyčce	Hodnoty veličiny ve smyčce
$t_{off} \cdot V_{COIL} [\mu s \cdot V]$	{5,20,50}
$V_{IN} [V]$	{20;40;65}
$I_{LED} [A]$	0,125 - 2
Proudový rozsah	1-5
Cívka L [μH]	{22; 100; 220; 330}
Teplota [$^{\circ}C$]	{-40; 25; 100}

roste. V době t_{on} totiž proud vzroste více než v době t_{off} stačí klesnout. Na toto zareaguje integrovaný obvod tak, že po osmi pulzech s minimální dobou t_{on} výstup vypne.

Na obrázku 4.4 je znázorněn výsledný graf relativní chyby jednoho z měření přesnosti řízení proudu u jednoho kanálu na třech různých teplotách s cívkou o hodnotě 220 μH a s frekvencí spínání od 100 kHz do 500 kHz. V grafu samozřejmě nejsou zobrazeny nepovolené stavy, ve kterých měnič nereguluje správně nebo je vypnutý. Z tohoto grafu lze vidět, že se relativní chyba pohybuje od -5 % do +5 %. Je možné si také povšimnout, že zde dochází ke stoupání závislosti se zvyšujícími se proudovými rozsahy.



Obr. 4.4: Graf relativní chyby řízení proudu.

4.2 Měření účinnosti

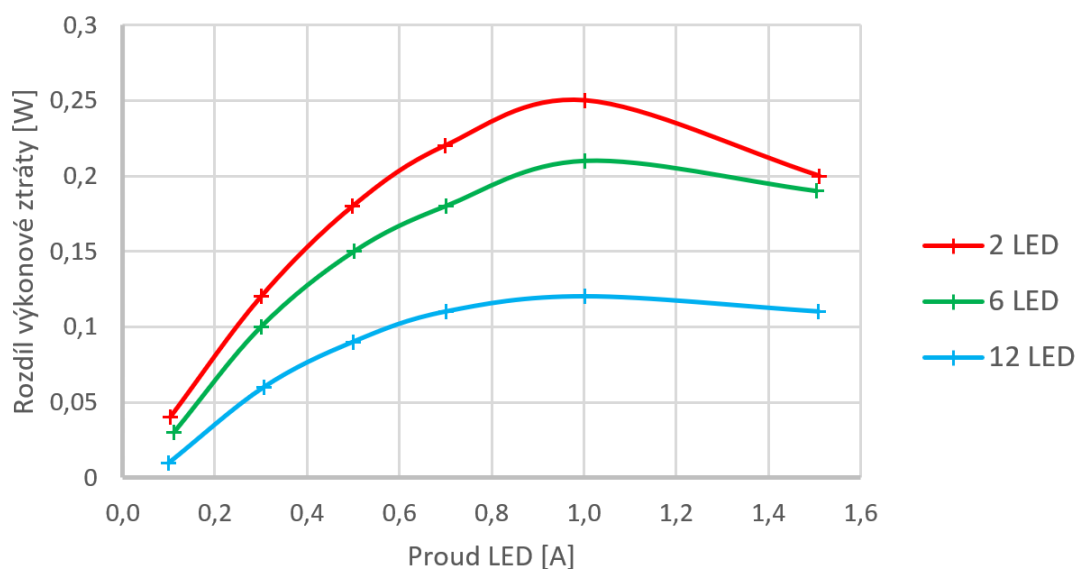
Dalším důležitým měřením je měření účinnosti. Jelikož byla vytvořena DPS s TPS92520, je možné tímto měřením porovnat účinnost s integrovaným obvodem NCV78934. Aby se integrované obvody co nejméně zahřívaly, je vhodné je dobře chladit. Na každou modulární DPS lze připevnit chladič. Tento chladič je na každém modulu stejný. Pro porovnání je důležité, aby účinnost byla změřena za co nejrovnatelnějších podmínek na každém integrovaném obvodu. Jedním z důležitých výstupů tohoto měření je zjistit, jaký je rozdíl v účinnosti synchronního a asynchronního snižujícího měniče. Důležité je také měnit parametry obvodu, aby bylo zřejmé, za jakých podmínek je jaký obvod výhodnější či méně výhodný z hlediska účinnosti. Parametry měřeného obvodu můžeme vidět v tabulce 4.4.

Tab. 4.4: Operační podmínky pro měření účinnosti

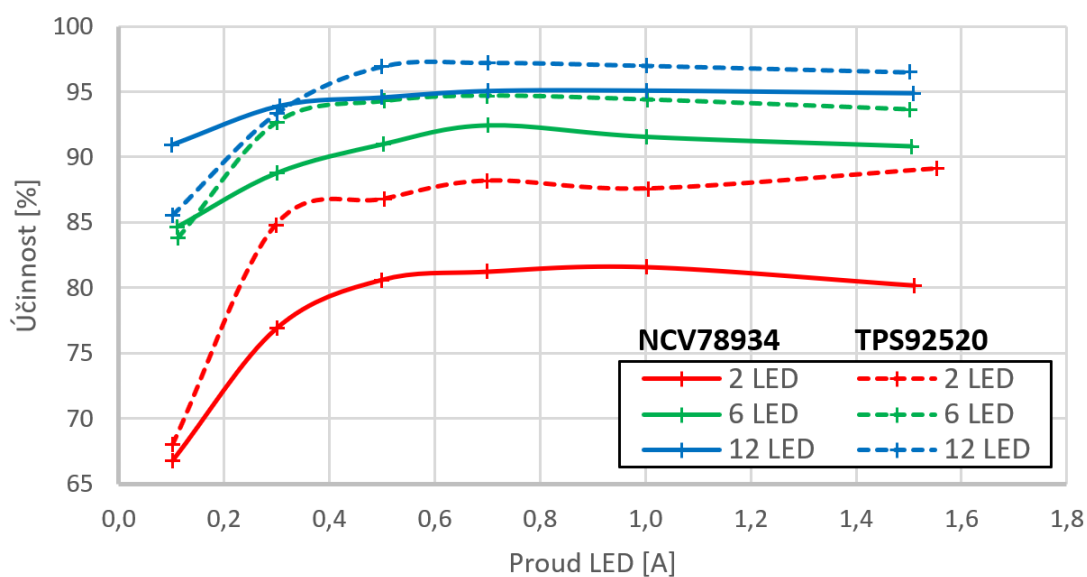
Veličina ve smyčce	Hodnoty veličiny ve smyčce
I_{LED} [A]	0,2 - 1,5
Počet LED v řetězci	{2; 6; 12}
V_{IN} [V]	60

K tomuto měření je potřeba laboratorní zdroj pro nastavování vstupního napětí. K měření proudů a napětí na vstupu a výstupu jsou potřeba celkem 4 digitální multimetry. Pro měření napětí je důležité, aby bylo měřeno na stejných místech u každého modulu. Není žádoucí, aby úbytek na vodičích zkreslil konečné výsledky. Vstupní napětí je měřeno přímo na nožičkách integrovaného obvodu. Výstupní napětí je měřeno na výstupním konektoru pro připojení LED řetězce. Pro správné měření účinnosti je vhodné držet stejnou spínací frekvenci, aby nedošlo ke znehodnocení výsledků různými spínacími ztrátami. Hlavní motivací pro využití synchronního řešení je snížení výkonových ztrát usměrňovací diody v asynchronním řešení. Toto však závisí jak na použité diodě, tak na odporu tranzistoru v sepnutém stavu.

Na obrázku 4.5 lze vidět závislost rozdílu výkonové ztráty na diodě a spínacím tranzistoru na proudu. Jestli se vyplatí použití daného typu usměrňování záleží i na provozních podmínkách. Z tohoto grafu je vidět, že tento rozdíl závisí na protékajícím proudu a na velikosti úbytku napětí LED řetězce. V tomto případě je vidět, že z hlediska výkonových ztrát je v měřeném rozsahu synchronní řešení lepší. Ztráty závisí také na výstupním napětí LED řetězce. Snižováním rozdílu napětí na vstupu a výstupu se střídá spínání horního spínacího tranzistoru zvyšuje. Snižuje se vliv ztrát na dolním spínacím prvku a více se projevují ztráty na horním spínacím tranzistoru.



Obr. 4.5: Závislost rozdílu výkonových ztrát asynchronního a synchronního řešení na proudu LED.

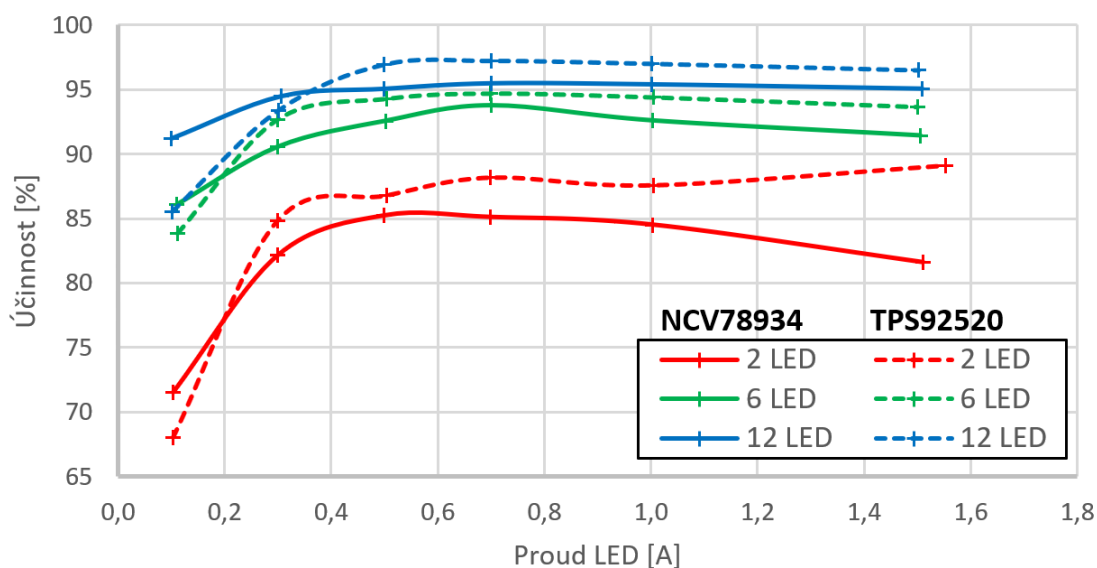


Obr. 4.6: Graf účinnosti NCV78934 a TPS92520.

Na obrázku 4.6 můžeme vidět graf účinnosti pro obě měřená zapojení s integrovanými obvody. Z této závislosti účinnosti na proudu LED řetězcem vidíme, že synchronní měnič dosahuje vyšší účinnosti než asynchronní. Frekvence spínání byla po celou dobu měření 400 kHz. Parametrů, které ovlivňují účinnost je hned několik. Prvním je odpor spínacích tranzistorů, popřípadě úbytku napětí na diodě u asyn-

chronního řešení. TPS92520 má odpor horního i dolního spínacího tranzistoru dle katalogového listu $237\text{ m}\Omega$ [12]. NCV78934 má pět proudových rozsahů. Z toho vyplývá, že v každém rozsahu je odpor horního spínacího tranzistoru odlišný. V nejnižším rozsahu je odpor $7,36\text{ }\Omega$ a u nejvyššího rozsahu je tento odpor $460\text{ m}\Omega$. Použitá dioda má úbytek napětí v propustném směru cca $0,5\text{ V}$. TPS92520 používá pro snímání proudu snímací rezistor, na kterém vzniká výkonová ztráta. NCV78934 snímá proud na horním spínacím tranzistoru, takže tyto přídatné ztráty nemá. Ztráty jsou také v cívce, které jsou ale zanedbány. U obou měření je použita identická cívka a při měření tečou cívkou stejné proudy.

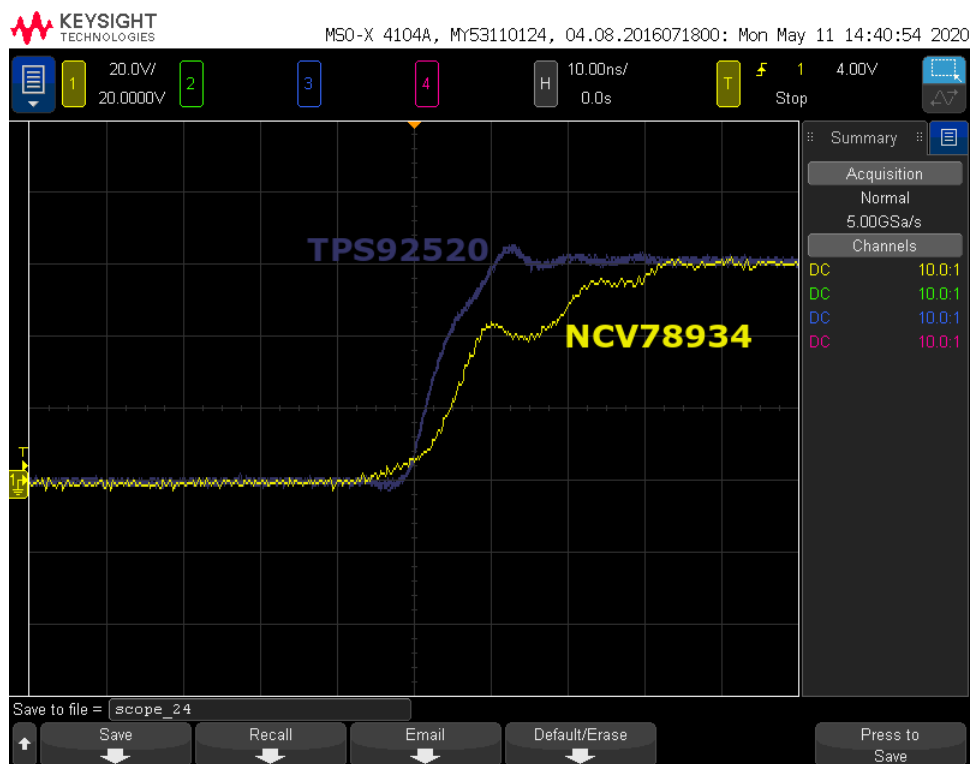
Zásadní pro porovnání je vyhodnocení synchronního a asynchronního řešení z hlediska účinnosti. Pomocí firemního kalkulátoru pro výpočet výkonových ztrát snižujícího měniče byly vypočítány ztráty interního dolního spínacího tranzistoru u TPS92520 a externí usměrňovací diody v obvodu s NCV78934. Pro zjištění vlivu asynchronního řešení byla odečtena výkonová ztráta diody a nahrazena výkonovou ztrátou dolního spínacího tranzistoru obvodu. Tím se eliminoval vliv asynchronního usměrnění. Na obrázku 4.7 je vidět, jak se změnila účinnost touto kompenzací.



Obr. 4.7: Graf účinnosti NCV78934 a TPS92520 - ztráty diody nahrazeny ztrátami tranzistoru.

Z měření účinnosti je zřejmé, že rozdíl ve ztrátách NCV78934 není způsoben pouze asynchronním usměrněním. Na obrázku 4.8 je snímek z osciloskopu, který porovnává náběžné hrany horního spínacího tranzistoru NCV78934 a TPS92520. Z tohoto snímku je vidět, že náběžná hrana u NCV78934 je značně pomalejší.

Pomocí firemního kalkulátoru pro výpočet výkonových ztrát snižujícího měniče



Obr. 4.8: Porovnání náběžných hran horního spínacího tranzistoru.

byl vypočítán rozdíl v účinnosti při spínání horního spínacího tranzistoru s pomalejší hranou NCV78934 (30 ns) a strmější hranou TPS92520 (10 ns). Strmost těchto hran má vliv na spínací ztráty snižujícího měniče. V tabulce 4.5 jsou porovnány účinnosti NCV78934 po kompenzaci asynchronního usměrnění a pomalé náběžné hrany horního spínacího tranzistoru při proudu LED řetězcem 1 A.

Tab. 4.5: Rozdíl v účinnosti NCV78934 způsobený většími spínacími ztrátami ($I_{LED}=1$ A).

Počet LED v řetězci	$\Delta\mu$ [%]	μ [%] - NCV78934 (kompenzovaná)	μ [%] - TPS92520
2	4,8	89,3	87,6
6	2,0	94,6	94,4
12	1,1	96,5	96,5

Z teoretické kompenzace vlivů na účinnost NCV78934 vychází, že rozdíl v účinnosti NCV78934 a TPS92520 je způsoben výhradně asynchronním usměrněním a většími spínacími ztrátami, které jsou způsobeny pomalejší náběžnou hranou horního spínacího tranzistoru. V následující verzi integrovaného obvodu NCV78934

bude problém s pomalými hranami opraven.

4.3 Měření konstanty $t_{off} \cdot V_{COIL}$

Další část evaluačního měření obsahuje měření konstanty $t_{off} \cdot V_{COIL}$. V tomto případě je změřena pouze relativní přesnost konstanty $t_{off} \cdot V_{COIL}$. Smyčku pro toto měření můžeme vidět v tabulce 4.6. Pro měření této konstanty je nutné rozpojit zpětnou vazbu pro měření napětí V_{LED} , která je nastavována z laboratorního zdroje. Z rovnice 2.2 je dáno, že napětí na cívce V_{COIL} je rovno součtu napětí V_{LED} a V_{DIODE} (V_{DIODE} měřeno v propustném směru). Z tohoto důvodu je potřeba pro toto měření osciloskop a laboratorní zdroj. Osciloskop měří délku trvání t_{off} a napětí na usměrňovací diodě v čase t_{off} .

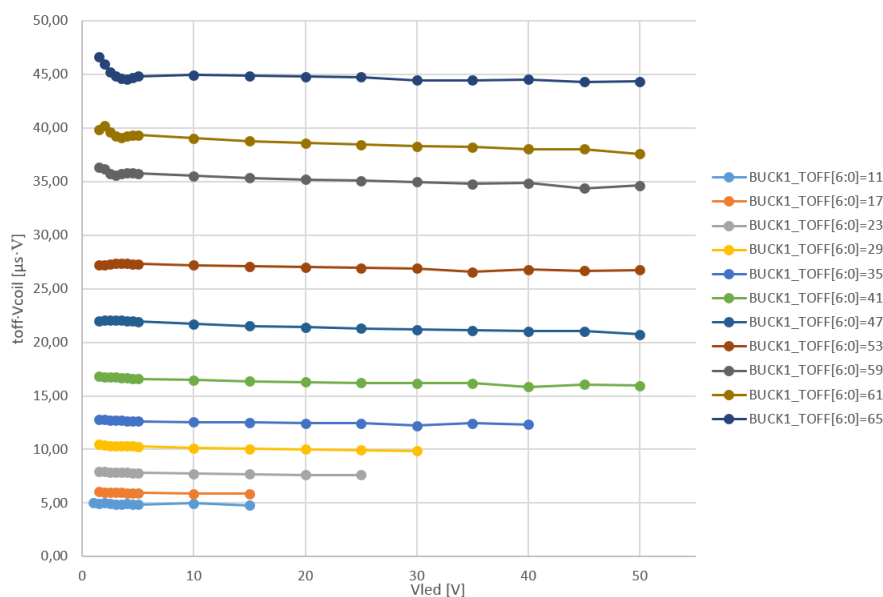
Tab. 4.6: Smyčka pro měření konstanty $t_{off} \cdot V_{COIL}$.

Veličina ve smyčce	Rozsah	Krok
Teplota [°C]	{-40; 25; 160}	-
BUCKx_ISENSE_THR[2:0]	1 - 5	1
BUCKx_TOFF[8:0]	11 - 65	6
$V_{LED}[V]$	1 - 50	0,5 ; 5

Z důvodu ověření chování regulační smyčky udržující konstantní zvlnění byl zvolen jiný krok na začátku a konci měřeného rozsahu. V oblasti malých napětí V_{LED} se tím pádem odhalí případná chyba regulace zvlnění. Hodnota registru BUCK1_TOFF je nastavována od 11 do 65, což zhruba odpovídá cílovému rozsahu $5 - 50 \mu s \cdot V$. Výslednou závislost při teplotě 25°C je možné vidět v grafu na obrázku 4.9. Pro malé hodnoty registru BUCK1_TOFF při vyšších hodnotách napětí V_{LED} dochází k nadproudům. Nadproudy vznikají, protože čas t_{on} se již nemůže více zkrátit pro udržení správného konstantního středního proudu. Proud tedy roste, protože během času t_{on} vzroste více než v čase t_{off} stihne klesnout. Minimální čas t_{on} je nejmenší čas dosažitelný obvodem (limitace kvůli času t_{mask}). Po více jak osmi opakujících se minimálních časech t_{on} dojde k vypnutí měniče.

4.4 Doplnková měření

V této podkapitole jsou zmíněna doplňková měření a testování integrovaného obvodu NCV78934.



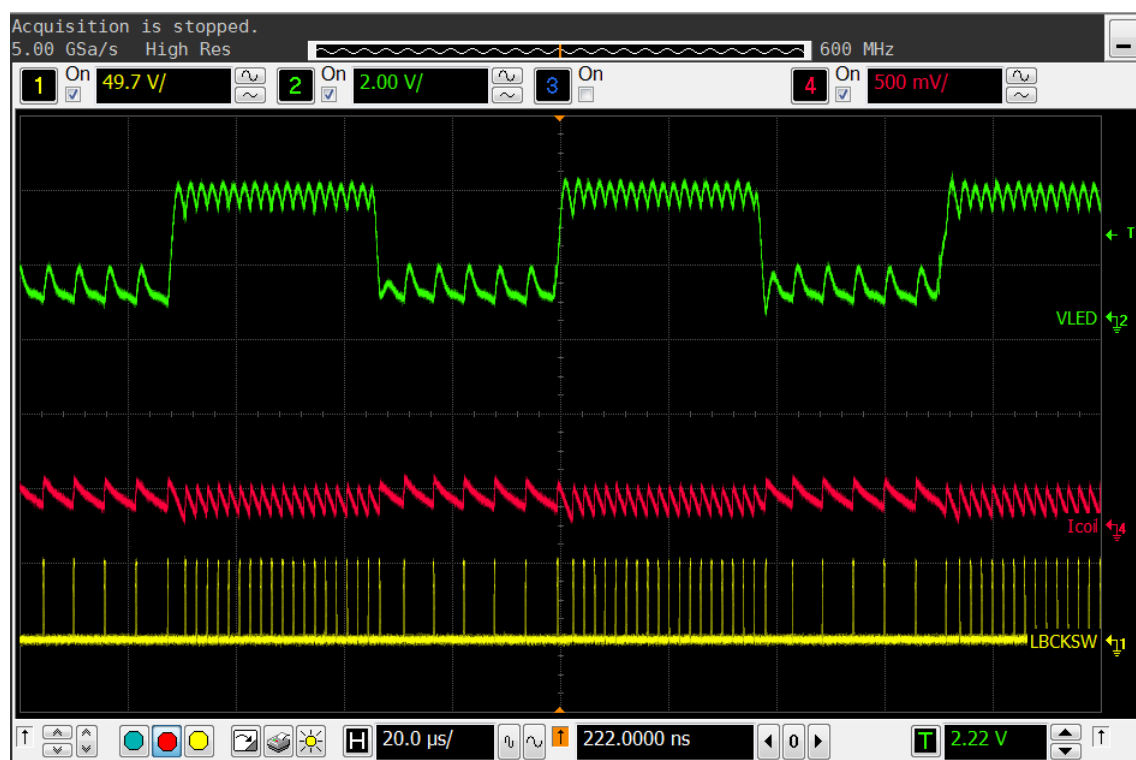
Obr. 4.9: Závislost $t_{off} \cdot V_{COIL}$ na V_{LED} ; 25°C.

4.4.1 Test s pixel kontrolérem

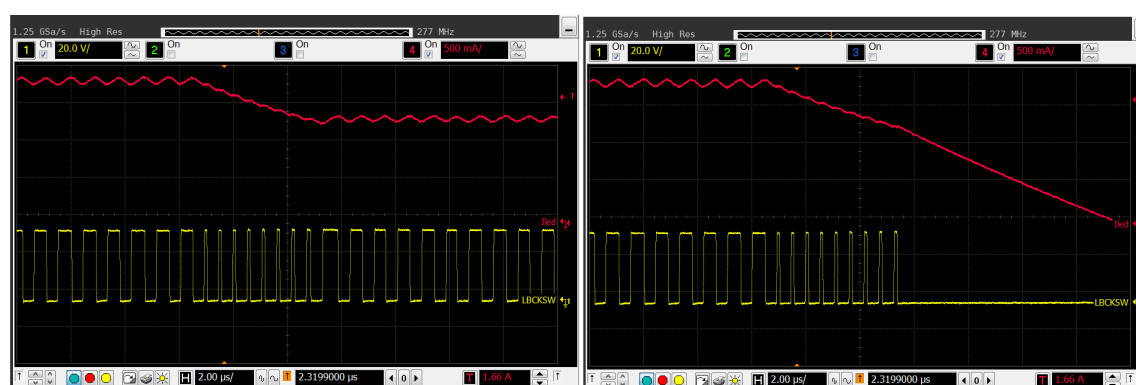
Důležitou funkcí tohoto integrovaného obvodu je schopnost regulovat proud i přes rychlé změny napětí V_{LED} . Tato funkce byla otestována pomocí pixel kontroléru NCV78247, který je k tomuto účelu určen. V_{LED} alternovalo mezi 0 V a 3,2 V. Střída stmívání LED byla nastavena na minimum (5 %) a V_{BOOST} 50 V. Při velkém rozdílu V_{LED} a V_{BOOST} je spínací frekvence nízká. Toto nastavení je z pohledu tohoto měření nejkritičtější. Na obrázku 4.10 je zobrazen snímek z osciloskopu, který zachycuje reakci proudu cívky na skokovou změnu napětí V_{LED} . Z tohoto obrázku je možné vidět, že se při změně V_{LED} mění čas t_{off} tak, aby bylo zvlnění proudu konstantní.

4.4.2 Minimální čas t_{on}

Další důležitou funkcí je schopnost vypnout snižující měnič, pokud nastane opakovaně minimální čas t_{on} . Tuto situaci lze vidět na obrázku 4.11. Při skokovém snížení proudu k této situaci dochází, protože měnič potřebuje co nejrychleji doregulovat na správný střední proud. K vypnutí měniče dojde v případě, když je více než osmkrát za sebou zaznamenána minimální doba t_{on} . Dojde také k nastavení bitu BUCKx_MIN_TON ve status registrech. Na obrázku 4.11 vlevo je hraniční případ, kdy ještě k vypnutí měniče nedojde. Na obrázku vpravo je minimální t_{on} zaznamenána již devětkrát za sebou, což způsobí vypnutí měniče.



Obr. 4.10: Reakce proudu na skokovou změna V_{LED} .



Obr. 4.11: Minimální doba t_{on} .

Závěr

Na začátku této práce bylo obecně pojednáno o LED světlech v automobilovém průmyslu. Poté byly zmíněny topologie LED a různé aplikace předních LED světlometů. Byla zmíněna i analýza o možném rychlém rozmachu LED osvětlení v následujících letech. Na konci první kapitoly byly popsány jednotlivé generace DC/DC měničů od firmy ON SEMICONDUCTOR a jejich srovnání.

Pro správné pochopení byly obecně popsány DC/DC měniče použité v této práci. Další část se zaměřuje na princip řízení proudu snižujícího měniče. Nejprve byla zmíněna metoda, která byla použita u předchozích generací. V návaznosti byla popsána inovace v řízení proudu, která se poprvé vyskytuje u obvodů NCV78934 a NCV78964. Nová metoda byla podrobně popsána, včetně vysvětlení funkce nejdůležitějších interních bloků. Dále byl popsán princip regulace zvyšujícího měniče integrovaného obvodu NCV78964. Na konci teoretické části byly také zmíněny problémy, které nastávají při jeho aplikaci.

V praktické části této práce bylo nejprve vytvořeno schématické zapojení zadaného obvodu a následná realizace zásuvného modulu. Jako doplněk k zadání byl vytvořen modul s TPS92520 pro základní porovnání s NCV78934. Dalším doplněním bylo vytvoření modulu pro integrovaný obvod NCV78964. Tento návrh skončil vytvořením schématu, protože NCV78964 nebyl v době vypracování této práce plně nadefinován. Pro obvody NCV78934 a TPS92520 byly navrženy DPS, které jsou kompatibilní se základní deskou. Stěžejní částí návrhu bylo dodržení pravidel pro návrh DC/DC měničů, například co nejkratší zemní smyčka od usměrňovací diody (dolního spínacího tranzistoru u TPS92520) ke vstupnímu kondenzátoru. Důležité také bylo, aby externí součástky byly co nejbližší k integrovanému obvodu. Po výrobě a osazení byly DPS připraveny na testování a měření. Před samotným měřením bylo nutné se seznámit s problematikou automatizovaného měření a psaním skriptů v jazyce Python a vytvořit knihovny pro ovládání laboratorních přístrojů. Během prvního testování NCV78934 byly úspěšně ověřeny základní funkce integrovaného obvodu a autor se seznámil s jeho ovládáním. V následujících měřeních byly změřeny základní parametry integrovaného obvodu (špičkový proud, střední proud, konstanta $t_{off} \cdot V_{COIL}$, přesnost středního proudu a kompatibilita s pixel kontrolérem). Hlavní předností tohoto obvodu je automatický mód řízení středního proudu. Tento mód byl otestován a funguje podle očekávání. Řízení středního proudu předpokládá lineární nárůst proudu v době t_{on} , což je problematické z hlediska přesnosti středního proudu. Nelinearita nárůstu a poklesu proudu je zapříčiněna odporem použité cívky. Relativní chyba pro zvolené operační podmínky vyšla $\pm 5 \%$, což je v souladu s katalogovým listem a očekáváním zákazníků. Zásadní je rozdíl v regulaci oproti

předchozím integrovaným obvodům. Výhodou přímé regulace středního proudu je fakt, že závislost indukčnosti cívky na teplotě a proudu již není nutné kalibrovat na výstupní lince výrobce světlometů, ale je přímo „kompenzována“ regulační smyčkou. Díky tomuto řešení se snižují nároky na testování a cenu celého světlometu. Pro TPS92520 byl vytvořen ovládací software do PC. Jedním z hlavních měření bylo měření účinnosti a následné porovnání TPS92520 a NCV78934. Z výsledků je patrné, že pro zvolené operační podmínky z hlediska účinnosti vychází lépe TPS92520 se synchronním usměrněním. I po odečtení ztrát způsobených asynchronním usměrněním u NCV78934 vychází pořád lépe TPS92520. Tento rozdíl je výhradně způsoben rozdílným horním spínacím tranzistorem a jeho spínacími ztrátami. Bylo zjištěno, že náběžná hrana horního spínacího tranzistoru u NCV78934 je výrazně pomalejší než u TPS92520, což má za následek větší spínací ztráty. Tyto nedokonalosti ve spínání budou v další vývojové verzi NCV78934 opraveny.

Po zkušenosti s integrovaným obvodem NCV78934 autor navrhuje následující vylepšení. Z hlediska účinnosti je výhodné použít synchronní usměrnění. Při použití interního dolního spínacího tranzistoru se také sníží celková cena, počet součástek dané aplikace a nároky na velikost DPS. Synchronní usměrnění je také výhodné z hlediska režimu, kdy teče cívkou záporný proud. Tento režim dovoluje řídit malé proudy při zachování požadované spínací frekvence. Dalším možným vylepšením je zjednodušení nastavení přesné hodnoty středního proudu a jeho teplotní kompenzace tím, že by tyto výpočty prováděl sám integrovaný obvod místo řídicího mikrokontroléru.

Literatura

- [1] Adaptive Peak Average Current Control LED Driver for Automotive Lighting. IEEE Solid-State Circuits Letters [online]. 2019, 21.10.2019, 2(9), 199-202 [cit. 2019-12-02]. DOI: 10.1109/LSSC.2019.2933953. ISSN 2573-9603. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8877957/>
- [2] DECLOEDT, Paul a Robert BARTOŠ. [online]. In: . [cit. 2019-12-12]. DOI: LED frond lighting for Platform Design and Single Channel. Dostupné z: <http://theconnection.onsemi.com/business/asg2/AutoMSAA/frontlighting>
- [3] Good Achievements, Bad Communication [online]. In: FRATTY, Hector. [cit. 2019-12-02]. Dostupné z: <https://www.drivingvisionnews.com/good-achievements-bad-communication/>
- [4] STOCKDALE, Joel. Study: European fully adaptive headlights better, should be legal in U.S. [online]. In: . 22.4.2019 [cit. 2019-12-03]. Dostupné z: <https://www.autoblog.com/2019/04/22/aaa-european-fully-adaptive-headlights>
- [5] ON SEMICONDUCTOR [online katalogový list]. High Efficiency 3 A Synchronous Buck Dual LED Driver with Integrated High Side Switch and Current Sensing for Automotive Front Lighting [cit. 2.12.2019]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/NCV78825-D.PDF>
- [6] NOVOTNÝ, Vlastislav, Pavel VOREL a Miroslav PATOČKA. NAPÁJENÍ ELEKTRONICKÝCH ZAŘÍZENÍ: Přednášky.
- [7] Texas Instruments [online katalogový list]. TPS92518-Q1 Automotive Dual Channel Buck LED Controller with SPI Interface, Analog and PWM Dimming [cit. 2.12.2019]. Dostupné z: <http://www.ti.com/product/TPS92518-Q1>
- [8] ON SEMICONDUCTOR [online katalogový list]. Multiphase Booster LED Driver for Automotive Front Lighting [cit. 2.12.2019]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/NCV78703-D.PDF>
- [9] [online]. In: . [cit. 2019-12-12]. DOI: ON Semi 3rd generation booster. Dostupné z: <http://theconnection.onsemi.com/business/asg2/AutoMSAA/frontlighting>
- [10] RIDLEY. LOOP GAIN STABILITY ASSESSMENT [online]. In: . [cit. 2019-12-03]. Dostupné z: <http://www.ridleyengineering.com/hardware/ap310-analyzer/ap300-application/loop-stability-requirements.html>

- [11] ON SEMICONDUCTOR [online katalogový list]. CAV25320 EEPROM Serial 32-Kb SPI Automotive Grade 1 [cit. 2.12.2019]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/CAV25320-D.PDF>
- [12] Texas Instruments [online katalogový list]. TPS92520-Q1 4.5-V to 65-V Input Dual 1.6-A Synchronous Buck LED Driver with SPI Control [cit. 4.3.2020]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps92520-q1.pdf>

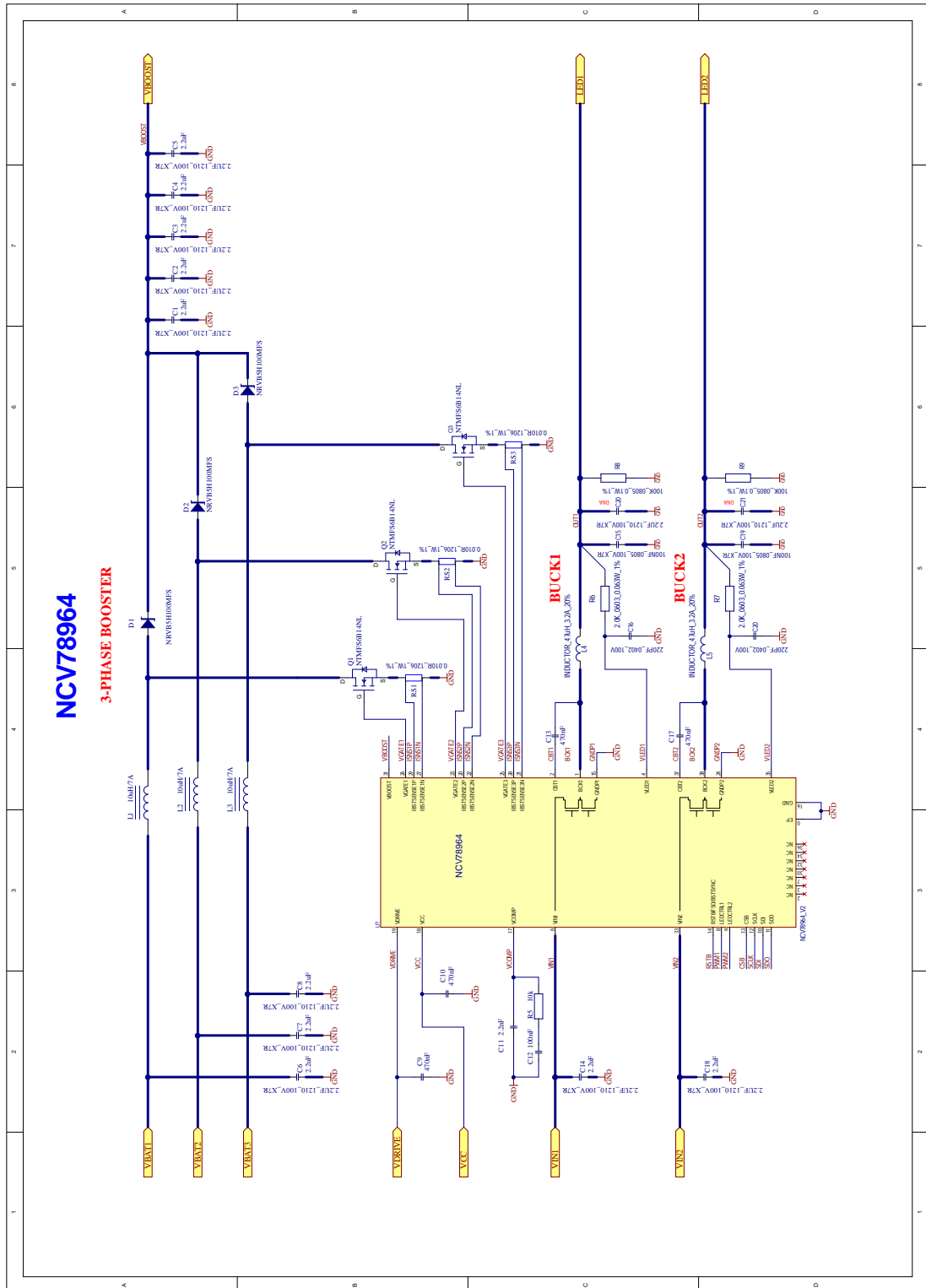
Seznam symbolů, veličin a zkratek

LED	světlo emitující dioda
t_{off}	doba, kdy je tranzistor rozepnutý
t_{on}	doba, kdy je tranzistor sepnutý
t_{Don}	zpoždění sepnutí tranzistoru
t_{Doff}	zpoždění rozepnutí tranzistoru
SHO	sub-harmonické oscilace
RHPZ	„Right Half Plane Zero“
LHPZ	„Left Half Plane Zero“
DPS	deska plošného spoje
LDO	regulátor napětí s nízkým úbytkem
R_{on}	odpor v sepnutém stavu
V_{LED}	výstupní napětí snižujícího měniče
PWM	pulzně šířková modulace
t_{mask}	maskovací čas

Seznam příloh

A Schémata	66
B Návrh DPS	69
B.1 NCV78934	69
B.2 TPS92520	71

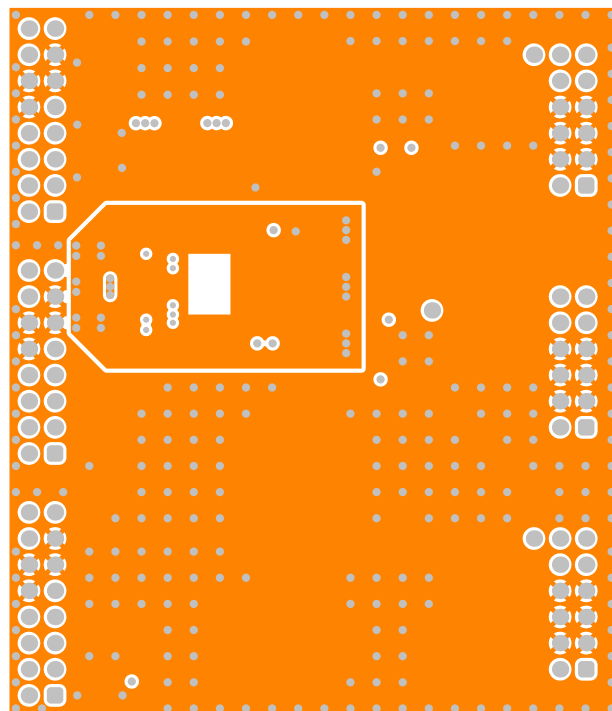
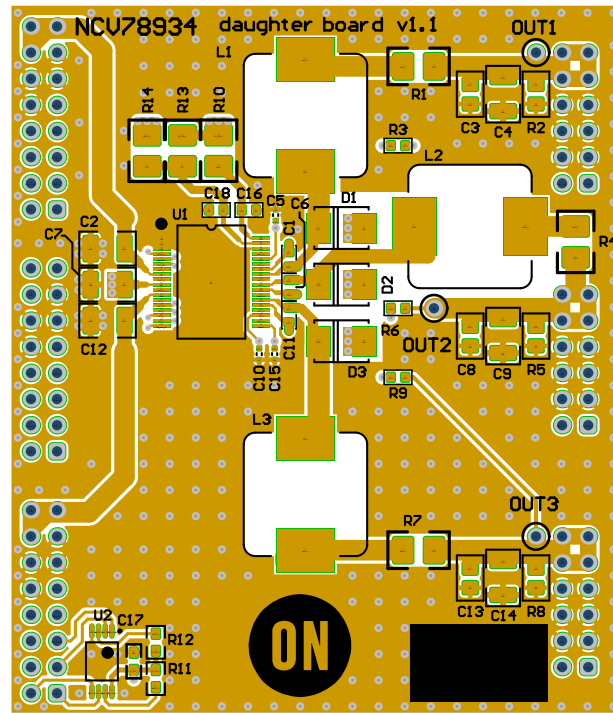
[illegible]

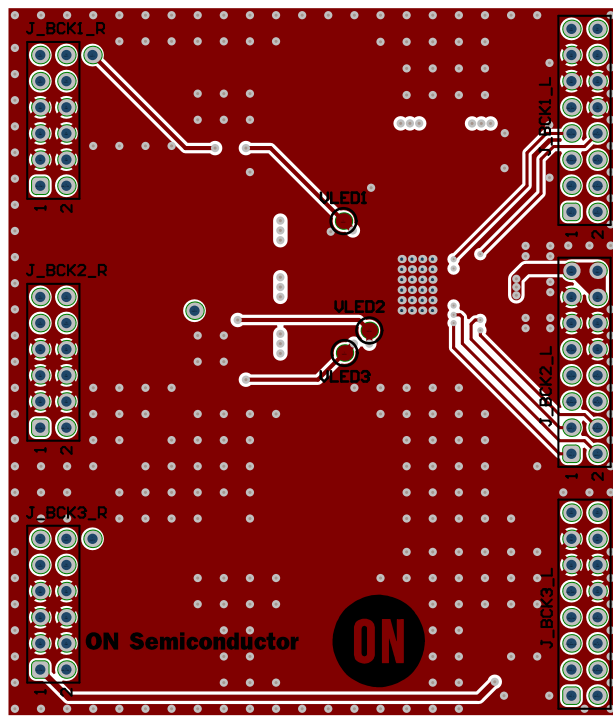
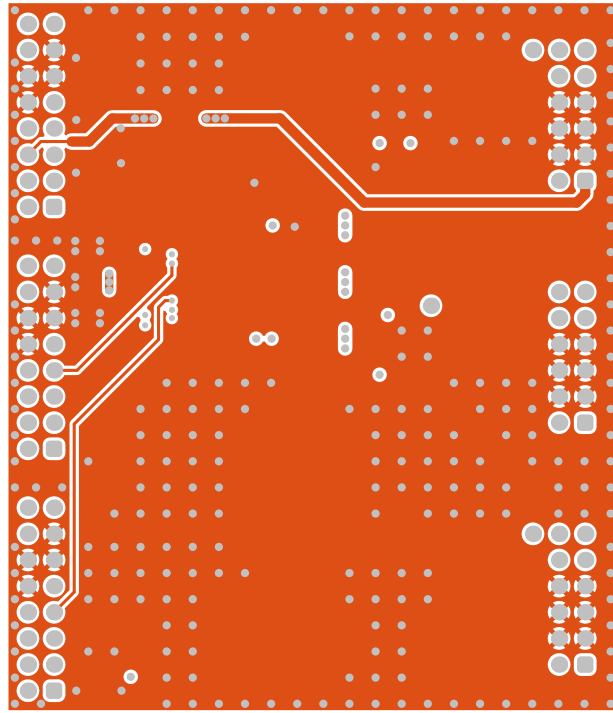


LED DRIVER TPS92520

B Návrh DPS

B.1 NCV78934





B.2 TPS92520

